



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 197 13 441 A 1**

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
**H 04 B 3/46**  
H 04 L 27/18  
H 04 L 12/26  
H 03 C 1/00

⑳ Aktenzeichen: 197 13 441.6  
㉑ Anmeldetag: 1. 4. 97  
㉒ Offenlegungstag: 30. 10. 97

DE 197 13 441 A 1

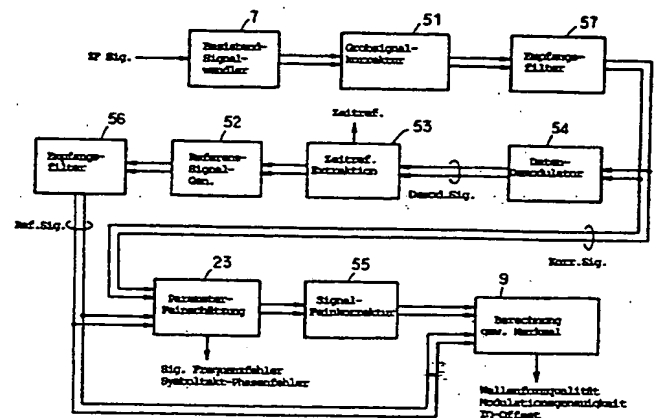
③0 Unionspriorität:  
78977/96 01.04.96 JP  
⑦1 Anmelder:  
Advantest Corp., Tokio/Tokyo, JP  
⑦4 Vertreter:  
Hoffmann, E., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 82166 Gräfelfing

⑦2 Erfinder:  
Tajiri, Shinsuke, Gyoda, Saitama, JP; Nakata, Juichi,  
Kumagaya, Saitama, JP; Nohara, Kenji, Okegawa,  
Saitama, JP

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Parametermeßeinrichtung für digitale Quadraturmodulationssignale

⑤7 In einem Wandler (7) wird ein eingegebenes, in ein digitales Signal umgewandeltes Quadraturmodulationssignal in ein komplexes Basisbandsignal umgewandelt. Eine grobe Abschätzung von Parametern des Signals findet in einer Grobsignal-Korrektureinrichtung (51) statt. Das komplexe Basisbandsignal wird dann unter Verwendung der Schätzwerte korrigiert. Anschließend wird in einem Generator (52) ein einem übertragenen Signal entsprechendes Referenzsignal unter Einsatz einer Datendemodulation des korrigierten Signals anhand der demodulierten Daten gebildet. Das Referenzsignal und das korrigierte Signal werden zum Schätzen von Parametern in einer Parameter-Feinschätzeinrichtung (23) herangezogen.



DE 197 13 441 A 1

## Beschreibung

Gegenwärtig schreitet die Digitalisierung der Radio- bzw. Funkkommunikation rasch fort. In den Vereinigten Staaten von Amerika, in Japan und in Europa befinden sich digitale, zellulare Systeme bzw. Zellsysteme gemäß dem TDMA-Schema in praktischem Einsatz, wobei regionale Anforderungen berücksichtigt sind und jedes System seinen eigenen Standard besitzt. Der Standard enthält Bestimmungen hinsichtlich des minimalen Leistungsvermögens eines Senders, der in einem bestimmten System eingesetzt wird, oder hinsichtlich eines Verfahrens zur Bewertung dieses Leistungsvermögens. Ein Standard für digitale, zellulare Systeme gemäß dem CDMA-Schema ist in dem Subcommittee TR 45,5 von TIA/EIA formuliert, das von der Firma QUALCOMM Company gesponsert wird. Die Bewertung des Leistungsvermögens der Sender und der Empfänger sind durch die Standards bzw. Normen IS-98 und IS-97 definiert. Die vorliegende Erfindung ist auf ein System zum Messen von Parametern gerichtet, die bei der Durchführung der "Messung der Wellenformqualität" erforderlich sind, die in den Normen IS-98 und IS-97 definiert sind. Weiterhin ist die vorliegende Erfindung auch auf die Messung der Wellenformqualität von digitalen Quadraturmodulationssignalen wie etwa von PSK-Signalen (Phasenumtastungsmodulation), FSK-Signalen (Frequenzumtastungsmodulation), QAM-Signalen (Quadratur-Amplitudenmodulation) oder dergleichen gerichtet. Insbesondere betrifft die Erfindung ein System zum Messen von Parametern wie etwa des Frequenzfehlers der Trägerfrequenz, die Trägerphase, die Takt-Phase (Symbol-Phase) oder deren zeitliche Lage, wozu digitale Daten verarbeitet werden, die durch Abwärtskonvertieren eines gesendeten, zu messenden, hochfrequenten Signals unter Verwendung eines Spektralanalysators, durch Abtastung dieses Signals mit einer geeigneten Abtastrate und durch Quantisierung von Abtastwerten mit Hilfe eines Analog/Digital-Wandlers, der eine geeignete Anzahl von Bits bzw. Bitstellen aufweist, erhalten werden.

Eine Einrichtung zum Messen der Modulationsgenauigkeit bei einem digitalen, zellularen System gemäß dem TDMA-Schema, wie etwa bei einem NADC, ist bereits entwickelt worden und ist zum Beispiel in der US-PS 5,187,719 (ausgegeben am 16. Februar 1993) offenbart, wobei vor allem auf deren Fig. 15 hinzuweisen ist. Eine generelle Ausgestaltung ist in Fig. 1 gezeigt, bei der ein zu messendes, hochfrequentes Signal, das an einem Eingangsanschluß  $t_1$  anliegt, in ein Zwischenfrequenz-Meßsignal umgewandelt wird, das eine Frequenz aufweist, die durch einen Frequenzwandler 2 bestimmt ist, der seinerseits mittels eines Signals von einem Überlagerungsoszillator 1 arbeitet. Das Signal wird anschließend durch ein analoges Tiefpaßfilter 3 geleitet, um hierbei Frequenzkomponenten zu beseitigen, die außerhalb eines interessierenden Frequenzbands liegen. Ein von dem Filter abgegebenes Ausgangssignal wird abgetastet und durch einen Analog/Digital-Wandler 4 quantisiert, wobei die resultierenden digitalen Daten in einem Pufferspeicher 5 gespeichert werden. Das in dem Pufferspeicher 5 gespeicherte Zwischenfrequenzsignal wird durch einen digitalen Signalprozessor (Signalverarbeitungseinrichtung) 6 verarbeitet, um hierdurch eine abschließende Messung bereitzustellen.

Es wird nun auf Fig. 2 Bezug genommen. Der digitale Signalprozessor 6 enthält einen Basisbandsignal-Wandler 7, der das von dem Speicher 5 abgegebene Zwischenfrequenz-Meßsignal in ein Basisband-Meßsignal umwandelt, das einen spektralen Anteil im Bereich der Frequenz von null enthält, wobei dieses Signal anschließend in eine Signalfom umgesetzt wird, die zur Durchführung einer Berechnung eines gewünschten, zu messenden Merkmals geeignet ist. Diese Umsetzung erfolgt mit Hilfe einer Basisbandsignal-Korrektureinheit 8, die weiterhin ein Referenzsignal erzeugt, das zur Berechnung eines gewünschten, zu messenden Merkmals erforderlich ist. Schließlich wird das gewünschte, zu messende Merkmal in einer Berechnungseinheit 9 zur Berechnung des gewünschten Merkmals in Übereinstimmung mit einem Signalverarbeitungsalgorithmus verarbeitet, wie es zum Beispiel in der vorstehend erwähnten US-PS 5,187,719 beschrieben ist.

Es wird nun auf Fig. 3 Bezug genommen, in der die Einzelheiten der Signalverarbeitung dargestellt sind. Das an einem Anschluß 10 anliegende Zwischenfrequenz-Meßsignal wird vor seiner Zuführung zu dem Basisbandsignal-Wandler 7 zu einer Taktphasen-Schätzeinheit 71 verzweigt, in der eine Taktphase (Phase der Symbolsynchronisation) geschätzt wird. Auf der Grundlage dieser geschätzten Phase wird das eingegebene Zwischenfrequenzsignal in einem eine nochmalige Abtastung durchführenden Abtaster 72 erneut abgetastet, wobei ein Interpolationsverfahren eingesetzt wird. Das erneut abgetastete Ausgangssignal wird durch den Basisbandsignal-Wandler 7 in ein Basisband-Meßsignal umgewandelt. Derjenige Abschnitt in Fig. 3, der sich an den Basisbandsignal-Wandler 7 bis hin zu der Eingabe des Signals in eine Recheneinheit 79 zur Berechnung eines gewünschten Merkmals anschließt, entspricht der Signalkorrektureinheit 8, die in Fig. 2 gezeigt ist.

Die Signalkorrektur beginnt mit einer Demodulation von übertragenen Daten von bzw. in dem eingegebenen Basisbandmeßsignal, wobei diese Demodulation in einem Datendetektor bzw. Datendemodulator 73 stattfindet. Zu diesem Zweck wird eine Taktphase oder eine Symbolsynchronisationsphase von der Schätzeinheit 71 zur Schätzung der Taktphase zugeführt. Die Demodulation der übertragenen Daten, die in diesem Datendemodulator durchgeführt wird, entspricht der sogenannten verzögerten Detektion bzw. Demodulation, die eine solche Demodulation auch bei Vorhandensein eines Frequenzfehlers oder eines Phasenfehlers ermöglicht, da die von dem Wandler 7 abgegebenen Signale Frequenzfehler und/oder Phasenfehler enthalten, die vor dem Wandler 7 aufgetreten sind. Demodulierte Daten, die von dem Datendemodulator 73 abgegeben werden, werden zur Bestimmung einer zeitlichen Position in einem TDMA-Burstsignal in einer Zeitreferenz-Extrahiereinrichtung bzw. -Gewinnungseinrichtung 74 verwendet. Genauer gesagt wird ein vorbestimmtes Datenmuster (oder Synchronisationswort) bei einer bestimmten zeitlichen Lage innerhalb eines Burstsignals zugeführt, so daß sich demzufolge eine zeitliche Lage durch Detektion des Synchronisationsworts bestimmen läßt. Demodulierte Daten werden dann zu einem Referenzsignalgenerator 76 geleitet, der ein Referenzsignal erzeugt. Auf der anderen Seite wird eine Korrektur des Basisband-Meßsignals in einer Signalkorrektureinheit 75 vorgenommen, die unter Verwendung des Basisband-Meßsignals und des von dem Generator 76 abgegebenen Referenzsignals arbeitet und die folgenden Vorgänge durchführt:

- 1) Parameter wie etwa ein Frequenzfehler, ein Phasenfehler oder dergleichen (im folgenden kollektiv als Sendeparameter bezeichnet), die in dem Basisband-Meßsignal enthalten sind, werden geschätzt;
- 2) diese geschätzten Sendeparameter werden zur Bildung einer kohärenten, komplexen, sinusförmigen Welle benutzt, die mit dem Basisband-Meßsignal multipliziert wird; und
- 3) der Versatz bzw. Offset des IQ-Ursprungs wird geschätzt und von den gebildeten, komplexen, sinusförmigen Signal subtrahiert.

Eine Korrektur des Basisband-Meßsignals findet in der vorstehend erläuterten Weise statt. Das korrigierte Meßsignal wird durch ein Nyquist-Wurzel-Filter 78 gefiltert, um hiermit eine Signalwellenform zu erzeugen, in der eine Inter-Symbol-Interferenz bzw. gegenseitige, interne Symbol-Beeinflussungen bzw. gegenseitige interne Zeichen-Beeinflussungen beseitigt sind. Nachfolgend wird das Signal in die Signalkorrektureinheit 75 eingegeben, in der die Verarbeitungsvorgänge, die vorstehend in den Absätzen 1) bis 3) angegeben sind, wiederholt werden. Folglich wird eine Korrektur des Signals mit Hilfe der Signalkorrektureinheit 75 mehrfach wiederholt durchgeführt, und ist dann abgeschlossen, wenn eine Variation bzw. Abweichung unter einen vorbestimmten Schwellenwert verringert ist. Schließlich wird das korrigierte Meßsignal an die Recheneinheit 79 zur Berechnung des gewünschten Merkmals angelegt. Jedoch tritt bei dem Stand der Technik manchmal das Problem auf, daß sich bei der Wiederholung keine Konvergenz ergibt. Es wird hier ein Beispiel für die Messung der Modulationsgenauigkeit bei dem Stand der Technik erläutert, wie er als Beispiel in der vorstehend angegebenen US-PS 5,187,719 angegeben ist. Bei diesem Algorithmus wird ein Modulationsschema gemäß  $\pi/4$  DQPSK (D-Quadraturphasenumtastungsmodulation) vorausgesetzt, wobei der Algorithmus bei einem OQPSK-Signal (Offset-QPSK bzw. Offset-Quadraturphasenumtastungsmodulation) nicht einsetzbar ist. Zur Veranschaulichung dieses Sachverhalts wird das Meßsignal in der Schätzeinheit 71 zur Schätzung des Taktsignals quadriert und wird anschließend unter Einsatz eines Bandpaßfilters gefiltert, das ein schmales Durchlaßband aufweist, das um die Symbol-Taktfrequenz bzw. Zeichen-Taktfrequenz herum zentriert ist, und es wird die Taktphase aus der Phase einer Taktfrequenzkomponente ermittelt, die in dem gefilterten Ausgangssignal enthalten ist. Eine Spitze in dem Zeilenspektrum der Zeichen-Frequenzkomponenten ist in dem quadrierten Zwischenfrequenzsignal für das  $\pi/4$ -DQPSK- oder QPSK-Signal vorhanden. Jedoch ist keine derartige Spitze in dem OQPSK-Signal vorhanden und es ist folglich die angegebene Technik nicht anwendbar. Darüber hinaus ist bei einem OQPSK-Signal eine Datendemodulation gemäß der verzögerten Demodulation verboten, was durch das Vorhandensein eines Übersprechens zwischen I (in Phase) und Q (Quadraturphase) bedingt ist. Auf der anderen Seite ist eine Datendemodulation in Übereinstimmung mit der verzögerten Demodulation bei einem  $\pi/4$ -DQPSK- oder QPSK-Signal möglich. Ferner kann sich bei dem Stand der Technik der Fall ergeben, daß die Verarbeitungsabläufe, die vorstehend in den Unterabschnitten 1) bis 3) erläutert sind, in manchen Fällen vielfach wiederholt werden müssen, was zu erhöhter Berechnungskomplexität und zu verlängerter Zeitdauer führt.

Bei dem Stand der Technik sind eine Datendemodulation und eine Schätzung der Sendeparameter verboten, wenn kein Modulationsschema eingesetzt wird, das die folgenden Anforderungen erfüllt: a) es ist eine verzögerte Detektion bzw. Demodulation möglich, und b) eine Schätzung einer Taktphase ist möglich, ohne daß gesendete Daten verwendet werden. Wenn als Beispiel ein OQPSK-Modulationssignal genommen wird, erfüllt dieses diese Anforderungen nicht, und es verbietet sich somit die Messung der Wellenformqualität mittels eines herkömmlichen Meßalgorithmus.

Es ist eine Aufgabe der Erfindung, eine Meßeinrichtung zu schaffen, die eine Datendemodulation (oder Datendetektion) ermöglicht und eine Schätzung von Sendeparametern für ein Modulationssignal erlaubt, das von einem digitalen Gerät abgegeben wird und die vorstehend erwähnten Anforderungen nicht erfüllt.

Bei einem Modulationsschema, bei dem keine verzögerte Demodulation zugelassen ist, muß eine Datendemodulation durch eine synchrone Detektion bzw. Demodulation erzielt werden. Bei der synchronen Demodulation ist es erforderlich, daß eine Trägerfrequenz und eine Trägerphase eines empfangenen Signals (oder eines Meßsignals) bekannt sind. Auf der anderen Seite erfordert eine Schätzung einer Trägerphase, die einen der Sendeparameter darstellt, demodulierte Daten. Folglich ist bei dem Stand der Technik eine Schätzung von Sendeparametern, die bei jedem beliebigen Modulationsschema einsetzbar ist, schwierig.

Eine allgemeine Ausgestaltung der vorliegenden Erfindung ist in Fig. 4 summarisch dargestellt. Hierbei wird ein eingegebenes Quadraturmodulationssignal, das in ein digitales Signal umgewandelt ist, das heißt zum Beispiel ein von dem Pufferspeicher 5, der in Fig. 1 gezeigt ist, abgegebenes Signal, in dem Basisbandsignalwandler 7 in komplexes Basisbandsignal umgewandelt. Eine grobe Schätzung von Sendeparametern wird anhand des komplexen Basisbandsignals mit Hilfe einer groben Signalkorrektur bewirkenden Signalkorrektureinheit 51 durchgeführt, die in Fig. 4 gezeigt ist, und es wird die Schätzung bzw. der Schätzwert zur Korrektur des komplexen Basisbandsignals eingesetzt. Das korrigierte, komplexe Basisbandsignal wird, wenn erforderlich, durch ein Empfangsfilter 57 geleitet und wird anschließend an einen Datendemodulator 54 und an eine feine Parameterschätzung bewirkende Parameterschätzeinheit 23 angelegt. Der Datendemodulator 54 demoduliert Daten, die ihrerseits über eine Zeitachsen-Extrahiereinrichtung bzw. Zeitachsen-Gewinnungseinrichtung 53 an einen Referenzsignalgenerator 52 geleitet werden. Der Referenzsignalgenerator 52 erzeugt ein Referenzsignal, das dem gesendeten Signal entspricht, das seinerseits den demodulierten Daten entspricht. Das Referenzsignal wird, bei Bedarf über ein Empfangsfilter 56, an die Parameterschätzeinheit 23 zur Durchführung einer feinen Parameterschätzung angelegt. Parameter, wie zum Beispiel einen Frequenzfehler, eine Trägerphase, eine Taktphase des eingegebenen Signals oder dergleichen, werden auf der Basis des Referenzsignals und des korrigierten Basisbandsignals in der Schätzeinheit 23 zur Parameterfeinschätzung geschätzt bzw. ermittelt. Falls erforderlich, kann das komplexe Basisbandsignal unter Verwendung dieser verfeinerten Parameter erneut korrigiert werden und dann einer Signalkorrektureinheit 55 für eine weitere, feine bzw. präzisierte Korrektur zugeführt werden, wonach das Signal zu der Recheneinheit 9 zur Berechnung des gewünschten Merkmals geleitet wird.

Die Grobsignal-Korrekturereinheit 51 führt eine grobe Signalkorrektur durch, die damit eine Datendemodulation gemäß der synchronen Detektion bzw. Demodulation ermöglicht. Die demodulierten Daten können zur erneuten Durchführung einer Schätzung der Sendeparameter eingesetzt werden, so daß eine Abschätzung mit verbesserter Schätzgenauigkeit möglich ist. Zu der vorstehend beschriebenen Anordnung kann auch ohne Probleme irgendeine gewünschte Option für einen individuellen, speziellen Meßeinsatz hinzugefügt werden. Als Beispiel ist bei der Messung der Modulationsgenauigkeit gemäß der Norm IS-54B eine Filterung mit Hilfe eines Empfangsfilters (eines Nyquist-Wurzel-Filters; root Nyquist filter) erforderlich. Diese Anforderung läßt sich dadurch erfüllen, daß die Empfangsfilter 57, 56 unmittelbar im Anschluß an die Grobsignal-Korrekturereinheit 51 und den Referenzsignalgenerator 52 angeordnet werden. Das Empfangsfilter 56 kann mit verbesserter Wirksamkeit bzw. mit verbessertem Wirkungsgrad auch in den Referenzsignalgenerator 52 eingegliedert werden.

Die Erfindung wird nachstehend anhand von Ausführungsbeispielen unter Bezugnahme auf die Zeichnungen näher beschrieben.

Fig. 1 zeigt ein Blockschaltbild einer allgemeinen Ausgestaltung zur Messung von Parametern.

Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild einer allgemeinen Ausgestaltung eines in Fig. 1 gezeigten, digitalen Signalprozessors,

Fig. 3 zeigt ein Blockschaltbild einer herkömmlichen Parametermeßeinrichtung,

Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild, in dem eine grundlegende funktionelle Ausgestaltung einer Parametermeßeinrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung dargestellt ist,

Fig. 5 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung, wobei jede Funktion durch einen Block veranschaulicht ist,

Fig. 6 zeigt ein Blockschaltbild einer Ausführungsform einer Modulationssignalerzeugungseinrichtung für eine OQPSK-Modulation (Offset-PQ-Phasenumtastungsmodulation),

Fig. 7 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer in Fig. 5 gezeigten Schätzeinheit 15 zur groben Parameterschätzung,

Fig. 8 zeigt ein Blockschaltbild einer Ausführungsform einer in Fig. 7 gezeigten Schätzeinheit 104 für die Anfangswertschätzung,

Fig. 9 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels eines Datendemodulators und eines Referenzsignalgenerators 114, die in Fig. 8 gezeigt sind,

Fig. 10 veranschaulicht ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer mit linearer Regression arbeitenden Berechnungseinheit 105, die in Fig. 7 gezeigt ist,

Fig. 11 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer in Fig. 5 gezeigten Einheit 24 zur Schätzung der Taktphase und zur Wellenforminterpolationsverarbeitung.

Fig. 12 zeigt ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels einer in Fig. 5 dargestellten Schätzeinheit 25 zur Schätzung von Trägerphase/Frequenzfehlern,

Fig. 13 zeigt ein Blockschaltbild einer Systemanordnung, die zur Durchführung einer Messung eines zeitlichen Ausrichtungsfehlers eingesetzt wird,

Fig. 14 zeigt ein Blockschaltbild einer Ausführungsform einer in Fig. 5 dargestellten Einheit 20 zur PN-Phasensynchronisierung,

Fig. 15 zeigt ein Zeitdiagramm, in dem die Beziehung zwischen einem Pilotsignal, einem Meßsignal, von demodulierten Daten und einem zeitlichen Ausrichtungsfehler dargestellt ist.

Fig. 16 zeigt ein Blockschaltbild einer weiteren Ausführungsform zur Messung der PN-Phase, und

Fig. 17 zeigt ein Blockschaltbild einer funktionellen Ausgestaltung, mittels der ein in Fig. 16 dargestelltes, angepaßtes Filter bei einem digitalen Signal einsetzbar ist.

Fig. 5 zeigt ein Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Bei diesem Ausführungsbeispiel ist die Messung der Wellenform bei einem Sender gemäß dem CDMA-Schema möglich, der von QUALCOMM Company hergestellt wird und bei dem als Modulationsmethoden in einem Aufwärts-Kanal bzw. in einem Abwärts-Kanal OQPSK-Verfahren (Offset-Rechtwinkelphasenumtastungsmodulation) bzw. QPSK-Methoden (Rechtwinkelphasenumtastungsmodulation) eingesetzt werden. Das vorliegende Ausführungsbeispiel ist sowohl einer OQPSK-Modulationsmethode als auch bei einer QPSK-Modulationsmethode einsetzbar, wobei lediglich eine Einschalt- bzw. Ausschalt-Schalterbetätigung vorzunehmen ist. In dem CDMA-System von QUALCOMM company ist die Symbol- bzw. Zeichenrate bei der digitalen Modulation so gewählt, daß sie gleich groß ist wie eine Chip- bzw. Abschnittsrate (chip rate) in dem gespreizten Code (spread code). Bei der nachfolgenden Beschreibung dieses Ausführungsbeispiels wird daher die Symbol- bzw. Zeichenrate auch als Chip-Rate bezeichnet. Die Frequenz der Chip-Rate wird mit  $f_c$  bezeichnet, während die Frequenz der Abtastrate mit  $f_s$  bezeichnet ist. Bei dem vorliegenden Ausführungsbeispiel ist die Abtastrate des Wandlers derart gewählt, daß sie achtmal größer ist als die Chiprate, so daß gilt:  $f_s = R \cdot f_c$ . Beim vorliegenden Beispiel ist  $R=8$ . Im folgenden wird  $R$  als die Oversampling-Rate (Überabtastungs-Rate) bezeichnet.

Nachfolgend werden die allgemeine Ausgestaltung und der Verarbeitungsablauf beschrieben.

Ein Zwischenfrequenzsignal, das an einem Eingangsanschluß 10 anliegt, stellt Signaldaten dar, die in dem in Fig. 1 gezeigten Pufferspeicher 5 gespeichert werden, wobei das  $k$ -te Element der Daten mit  $r(k)$  bezeichnet wird. Das eingegebene Zwischenfrequenzsignal wird durch Multiplizierer 11, 12 mit  $\cos(\Omega_0 k)$  bzw. mit  $-\sin(\Omega_0 k)$  multipliziert. Die durch die Multiplikation erhaltenen Ausgangssignale werden durch Tiefpaßfilter 13 und 14 geleitet, um hierdurch eine In-Phasen-Komponente  $X(k)$  und eine Quadratur-Komponente bzw. Rechtwinkelphasen-Komponente  $Y(k)$  zu erhalten. Die In-Phasen-Komponente  $X(k)$  und die Quadratur-Komponente  $Y(k)$  lassen sich durch die folgenden Gleichungen wiedergeben.

$$X(k) = \sum_{m=-M}^M r(k-m) \cos(\Omega_0(k-m)) u(m) \quad (1)$$

$$Y(k) = \sum_{m=-M}^M r(k-m) \sin(\Omega_0(k-m)) u(m) \quad (2)$$

Aus den vorstehend beschriebenen Gleichungen ist ersichtlich, daß jedes der Tiefpaßfilter 13 und 14 durch ein FIR-Filter (Digitalfilter mit endlicher Impulsantwort) realisiert ist, das eine Abgriffs-Koeffizientenlänge von  $2M + 1$  aufweist und die gleiche Charakteristik  $u(k)$  besitzt. Bei den vorstehend angegebenen Gleichungen bezeichnet  $\Omega_0$  die Phasenveränderung je Abtastwert (Radian/Abtastwert) entsprechend der Mittenfrequenz  $f_0$  des eingegebenen Zwischenfrequenzsignals.  $\Omega_0$  hängt mit der Frequenz  $f_0$  gemäß der nachstehenden Gleichung zusammen:

$$\Omega_0 = 2\pi f_0 T_s$$

Ein komplexen Wert besitzendes Signal  $Z(k)$  ist hierdurch definiert, das als Realteil  $X(k)$  enthält und als Imaginärteil  $Y(k)$  aufweist, und das als Basisbandsignal bezeichnet wird.

In Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung wird das Basisbandsignal  $Z(k)$  zu einer Schätzereinheit 15 zur groben Parameterabschätzung geleitet, bei der eine grobe Schätzung von in dem Basisbandsignal  $Z(k)$  enthaltenen Sendeparametern, nämlich der Phasenänderung je Abtastwert  $\Omega_1$ , einer Trägerphase  $\Phi_1$  und einer Taktphase (Symbol- bzw. Zeichenphase)  $\tau_1$  durchgeführt wird. Damit die die grobe Parameterschätzung durchführende Schätzereinheit 15 sowohl mit QPSK- als auch mit OQPSK-Modulationssignalen arbeiten kann, ist ein interner Schaltvorgang mit Hilfe eines Schalters 31 vorgesehen. Die geschätzten  $\Omega_1$  und  $\Phi$  werden in einem Phasenrotatorgenerator 32 zur Berechnung einer komplexen sinusförmigen Welle  $\exp[j(\Phi_1 + \Omega_1 k)]$  eingesetzt, die dann an einen komplexen Multiplizierer 16 angelegt wird, in dem sie einer komplexen Multiplikation mit dem Basisbandsignal  $Z(k)$  unterzogen wird, wodurch die Trägerphase mit Bezug zu dem Basisbandsignal korrigiert wird. Das korrigierte Signal  $Z_1(k)$  läßt sich durch die folgende Gleichung ausdrücken:

$$Z_1(k) = Z(k) \cdot \exp[j(\Phi_1 + \Omega_1 k)] \quad (3)$$

Das korrigierte Signal  $Z_1(k)$  wird durch ein komplementäres Filter 17, das ein Empfangsfilter bildet, an Datendetektoren bzw. Datendemodulatoren 18 und 19 und an einen Dezimator (bzw. eine Datenverringereinrichtung) 29 angelegt. Das komplementäre Filter 17 wird durch den Schalter 31 eingeschaltet und ausgeschaltet, wobei dieser Schaltvorgang mit einem Schaltvorgang bzw. einer Umschaltung der die grobe Parameterschätzung bewirkenden Schätzereinheit 15, des Referenzsignalgenerators 21 und eines Addierers 28 verkoppelt ist. Dieser Vorgang ist in dem CDMA-System von QUALCOMM Company erforderlich, da bei einem Abwärtskanal eine QPSK-Modulation eingesetzt wird, während in einem Aufwärtskanal eine OQPSK-Modulation eingesetzt wird, und da der Einsatz des komplementären Filters 17 bei der Messung der Wellenformqualität in dem Aufwärtskanal nicht erforderlich ist, wohingegen die Benutzung des komplementären Filters 17 für die Messung der Wellenformqualität in dem Abwärtskanal benötigt wird. Da die Einführung eines komplementären Filters in einen gemäß dem QPSK-Modulationsverfahren arbeitenden CDMA-Empfänger durch die Norm gefordert wird, werden zum Messen des QPSK-Signals komplementäre Filter 17 und 22 eingesetzt. In der nachfolgenden Beschreibung wird die Messung der Wellenformqualität bezüglich des Aufwärtskanals erläutert, jedoch trifft diese Beschreibung auch für die Messung der Wellenformqualität bei dem Abwärtskanal zu. Auf der Sendeseite des CDMA-Systems gemäß der QUALCOMM Company wird ein bipolares NRZ-Signal (Signal ohne Rückkehr zu dem Nullpegel) mittels eines ersten und eines zweiten gespreizten Codes (spread code) PN1 bzw. PN2, die die gleiche Chip- bzw. Abschnittsperiode (Taktperiode) wie die Symbol- bzw. Zeichenperiode aufweisen, in Multiplizierern  $M_1$  bzw.  $M_2$  multipliziert, wie es in Fig. 6 gezeigt ist. Die bei der Multiplikation erhaltenen Ausgangssignale werden jeweils durch ein Tiefpaßfilter  $LPF_1$  bzw.  $LPF_2$  geführt, wobei eines der Ausgangssignale mit Hilfe einer Verzögerungseinrichtung um die Hälfte der Chip- bzw. Abschnitts-Periode, oder  $T_c/2$  (mit  $T_c = 1/f_c$ ), verzögert wird. Die Ausgangssignale werden dann weiterhin in Multiplizierern  $M_3$  bzw.  $M_4$  mit einem Cosinus-Trägersignal  $\cos \omega t$  bzw. einem Sinus-Trägersignal  $\sin \omega t$  multipliziert. Diese multiplizierten Ausgangssignale werden zur Erzeugung eines übertragenen bzw. gesendeten Signals synthetisiert, das heißt zusammengefaßt. Der erste und der zweite gespreizte Code weisen die gleiche Periodenlänge auf und haben eine gleichmäßig verringerte Korrelation. Bei der Messung der Wellenformqualität, auf die die Erfindung gerichtet ist, wird das bipolare NRZ-Signal nicht eingespeist, und es wird als Testsignal ein übertragenes Signal benutzt, das dann resultiert, wenn ein Signal  $+1$  ständig eingangsseitig angelegt ist.

Es wird nun erneut auf Fig. 5 Bezug genommen. Eine Taktphase (Zeichenphase)  $\tau_1$  wird in der die grobe Parameterschätzung bewirkenden Schätzereinheit 15 geschätzt und zu einem Datendemodulator 18 geleitet sowie weiterhin an einen Addierer 28 angelegt. Der Addierer 28 gibt ein Zeitsteuerungssignal (oder eine Phase) an einen Datendemodulator 19 ab, wobei der Addierer 28 hierzu während der Messung des OQPSK-Modulationssignals den Wert  $\tau_d = T_c/2$  zu der Zeitdauer  $\tau_1$  hinzuaddiert, während er während der Messung des QPSK-Modulationssignals den Wert  $\tau_d = 0$  zu dem Zeitintervall  $\tau$  hinzuaddiert. Die in dem Addierer 28 erfolgende Umschaltung zwischen  $\tau_d = 0$  und  $\tau_d = T_c/2$  wird durch das Einschalten bzw. Ausschalten des Schalters 31

gesteuert.

Während der Messung der Wellenformqualität bei dem Aufwärtskanal oder während der Messung des QPSK-Modulationssignals wird ein Realteil des von dem komplexen Multiplizierer 16 abgegebenen Ausgangssignals  $Z_1(k)$  direkt an den Datendemodulator 18 angelegt, während der Imaginärteil direkt an den Datendemodulator 19 angelegt wird. Der Datendemodulator 18 ermittelt, ob Daten bei einem Symbol- bzw. Zeichen-Entscheidungspunkt, nämlich Daten, die bei jedem neunten Abtastwert nach der eingegebenen Taktphase (oder Zeitsteuerung)  $\tau_1$  auftreten, positiv oder negativ sind. Falls die Daten positiv sind, wird eine "1" als demodulierte, auszugebende Daten  $a(n)$  gewählt, während bei negativen Daten eine "0" als demodulierte, auszugebende Daten  $a(n)$  gewählt wird. Dies läßt sich in folgender Weise ausdrücken:

$$a(n) = \{\text{Sign}[\text{Re}[Z_1(\tau_1 + 8n)]] + 1\}/2 \quad (n=0, 1, \dots) \quad (4)$$

Hierbei bezeichnet  $\text{Sign}[x]$  eine Funktion, die eine "+1" oder "-1" entsprechend dem Vorzeichen von  $x$  (positiv oder negativ) abgibt, während  $\text{Re}[x]$  den Realteil einer komplexen Zahl repräsentiert. In gleichartiger Weise gibt der Datendemodulator 19 demodulierte Daten  $b(n)$  gemäß der nachstehenden Gleichung ab:

$$b(n) = \{\text{Sign}[\text{Im}[Z_1(\tau_1 + \tau_d + 8n)]] + 1\}/2 \quad (n=0, 1, \dots) \quad (5)$$

Hierbei bezeichnet  $\text{Im}[z]$  den Imaginärteil von  $z$ .

Diese demodulierten Daten  $a(n)$  und  $b(n)$  werden an eine PN-Phasen-Synchronisiereinheit 20 angelegt (die PN-Phasen-Synchronisiereinheit 20 entspricht der Zeitachsen-Gewinnungseinrichtung 74 bei dem Stand der Technik). In der PN-Phasen-Synchronisiereinheit 20 wird die Phase eines gespreizten Codes PN in dem empfangenen CDMA-Signal bestimmt und in wahre gesendete bzw. übertragene Daten umgewandelt, die anschließend abgegeben werden. Dies ist notwendig, weil das Signal/Stör-Verhältnis des übertragenen, zu messenden Signals verschlechtert ist, so daß es gut möglich sein kann, daß ein Fehler bei der Datendemodulation hervorgerufen wird. In dem CDMA-Schema gemäß der QUALCOMM Company wird eine PN-Folge (PN series), die bei dem Spreizungsprozeß eingesetzt wird, als Zeitreferenz benutzt, und es wird demgemäß die Zeitreferenz ebenfalls in der PN-Phasen-Synchronisiereinheit 20 extrahiert bzw. herausgegriffen.

Auf der Basis der demodulierten, übertragenen Daten  $a(n)$  und  $b(n)$  generiert ein Referenzsignalgenerator 21 ein ideales übertragenes Signal als Referenzsignal  $R(k)$ . Die Überabtastungs- bzw. Oversampling-Rate ist zu diesem Zeitpunkt eine vierfache Abtastung. Das Referenzsignal läßt sich in folgender Weise beschreiben:

$$R(k) = \sum_{n=[k-L/R]}^{[k+L/R]} I(n) \cdot u(k-nR) + j \sum_{n=[k-L/R]}^{[k+L/R]} Q(n) \cdot u(k-nR-\tau_d) \quad (6)$$

Hierbei erfolgt die Summation  $\Sigma$  über den Bereich von  $n = [(k-L)/R]$  bis  $[(k+L)/R]$ .

$$I(n) = 2 \cdot a(n) - 1 \quad (7)$$

$$Q(n) = 2 \cdot b(n) - 1 \quad (8)$$

$$R = 4$$

In der vorstehend angegebenen Gleichung repräsentiert  $u(t)$  die Charakteristik bzw. Kennlinie des Basisbandfilters,  $R$  die Oversampling-Rate und " $2L+1$ " die Filterabgriffslänge.  $[ \ ]$  repräsentiert die Gauss'sche Schreibweise.

Die detektierte Taktphase  $\tau_1$ , die die zeitliche Beziehung zwischen dem erzeugten Referenzsignal  $R(k)$  und dem korrigierten Signal  $Z_1(k)$  angibt, wird ebenfalls an den Dezimator bzw. die Datenverringereinrichtung 29 angelegt, die derart arbeitet, daß sie das korrigierte Signal  $Z_1(k)$  auf der Grundlage des Werts  $\tau_1$  in Datenfolgen dezimiert bzw. auf solche Datenfolgen reduziert, die lediglich Abtastwerte enthalten, die dem Referenzsignal entsprechen. Hierbei wird die Abtastrate des korrigierten Signals  $Z_1(k)$  von dem achtfachen auf das vierfache der Zeichenrate verringert. Wenn das korrigierte Signal  $Z_1(k)$ , das an die Datenverringereinrichtung 29 angelegt wird, auf der rechten Seite angeordnet wird und das korrigierte Signal  $Z_1(k)$ , das das Ausgangssignal darstellt, auf der linken Seite angeordnet wird, läßt sich die Beziehung mathematisch in folgender Weise ausdrücken:

$$Z_1(k) = Z_1(\tau_1 + 2k) \quad (k=0, 1, \dots) \quad (9)$$

Anders ausgedrückt, enthält das Ausgangssignal jedes zweite Element des ursprünglichen korrigierten Signals, wobei ausgehend von dem  $\tau_1$ -ten Element begonnen wird.

Die die Taktphasenschätzung und die Interpolationsverarbeitung bewirkende Verarbeitungseinheit 24 ermittelt einen Taktphasenfehler, der kleiner ist als ein Abtastintervall, wobei sie hierzu das dezimierte bzw. verringerte oder reduzierte, korrigierte Signal  $Z_1(k)$  und das Referenzsignal  $R(k)$  einsetzt. Die Interpolation wird durchgeführt, um eine Übereinstimmung zwischen einem Abtastpunkt und einem Zeichenpunkt zu erhalten. Auf diese Weise wird ein interpoliertes Signal  $Z_2(k)$  erzeugt. Das Signal  $Z_2(k)$  wird an eine die Trägerphase und den Frequenzfehler abschätzenden Schätzeinheit 25 angelegt, in der eine Trägerphase  $\Phi_2$  und ein Frequenzfehler  $\Omega_2$

geschätzt werden. Unter Heranziehung der geschätzten Werte  $\Phi_2$  und  $\Omega_2$  erzeugt ein Phasenrotatorgenerator 33 eine sinusförmige Welle  $\exp[j(\Phi_2 + \Omega_2 k)]$ , die dann an einen komplexen Multiplizierer 26 angelegt wird. In dem Multiplizierer 26 erfolgt eine Multiplikation des Signals  $Z_2(k)$  mit  $\exp[j(\Phi_2 + \Omega_2 k)]$ , wodurch ein vollständig korrigiertes Signal  $Z_3(k)$  erhalten wird, das durch die Korrektur des Signals  $Z_2(k)$  erzielt wurde. Das Signal  $Z_3(k)$  wird an eine Recheneinheit 27 zur Berechnung eines gewünschten Merkmals angelegt, bei der eine Wellenformqualität, ein Offset bzw. Versatz des IQ-Ursprungs, eine Modulationsgenauigkeit usw. berechnet werden.

Im folgenden werden nun die die grobe Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 15, die die Taktphasenschätzung und Interpolationsverarbeitung bewirkende Einheit 24, die die Trägerphase und den Frequenzfehler schätzende Schätzeinheit 25 und die Recheneinheit 29 zur Berechnung des gewünschten Merkmals genauer beschrieben. Alle diese Komponenten sind in Fig. 5 gezeigt. Schließlich wird noch die Messung des zeitlichen Ausrichtungsfehlers gemäß der Definition in der Norm IS-97 und IS-98 erläutert.

Zunächst wird die die grobe Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 15 erläutert. Es wird auf Fig. 7 Bezug genommen. Ausgangssignale  $X(k)$  und  $Y(k)$ , die von den in Fig. 5 dargestellten Tiefpaßfiltern 13 und 14 abgegeben werden, werden einmal in Datenpuffern 101 bzw. 102 gespeichert, die eine in nachstehend angegebener Weise definierte Größe M oder N aufweisen:

$$\begin{aligned} N &= L \cdot M \\ L &= K \cdot R \\ R &= 8 \end{aligned}$$

Hierbei bezeichnet R die Oversampling-Rate, M die Anzahl von Divisionen oder Unterteilungen, und K die Anzahl von unterteilten Chips bzw. Abschnitten. M und K sind Parameter, die das algorithmische Leistungsvermögen der Schätzeinheit 15 bestimmen und vorab festgelegt sind. Wenn zum Beispiel angenommen wird, daß  $K=48$  ist und  $M=8$  ist, ist ein zulässiger Frequenzfehler gleich oder kleiner als 1,4 kHz, und es ist die Frequenzschätzgenauigkeit gleich oder kleiner als 30 Hz.

In den Datenpuffern 101 und 102 werden die gespeicherten Signale  $X(k)$  bzw.  $Y(k)$  in Teilfolgen unterteilt, die jeweils L Abtastwerte enthalten. Diese Teilfolgen werden als Vektor  $X(m)$  bzw.  $Y(m)$  in folgender Weise definiert.

$$X(m) = (X(L \cdot m), X(L \cdot m + 1), \dots, X(L \cdot m + L - 1)) \quad (m=0, 1, \dots, M-1) \quad (10)$$

$$Y(m) = (Y(L \cdot m), Y(L \cdot m + 1), \dots, Y(L \cdot m + L - 1)) \quad (m=0, 1, \dots, M-1) \quad (11)$$

Ferner wird ein komplexer Vektor  $Z(m)$  definiert, der  $X(m)$  als Realteil und  $Y(m)$  als Imaginärteil enthält. In Fig. 7 ist ein Vektorpfad durch eine dicke Linie angegeben. Die Datenpuffer 101 und 102 geben  $X(m)$  und  $Y(m)$  in der Reihenfolge  $m=0, 1, \dots, M-1$  ab, wobei ein Datenwähler 103 einen anfänglichen Vektor  $Z(0)$  an eine Anfangswert-Schätzeinheit 104 abgibt und die anderen Werte an eine mit linearer Regression arbeitende Recheneinheit 105 anlegt.

Nachfolgend wird die Anfangswert-Schätzeinheit 104 näher beschrieben. Die Anfangswert-Schätzeinheit 104 schätzt die Taktphase (Symbol- bzw. Zeichenphase)  $\tau_1$  und einen anfänglichen Phasenwert  $\Phi_0$  und gibt diese Werte an die mit linearer Regression arbeitende Recheneinheit 105 ab. Die Verarbeitung, die in der Anfangswert-Schätzeinheit 104 stattfindet, wird unter Bezugnahme auf Fig. 8 erläutert. Ein von dem Datenwähler 103 abgegebener Anfangswert  $Z(0)$  wird an komplexe Multiplizierer 111 bis 113 angelegt, die de facto 16 Multiplizierern entsprechen. Der komplexe Multiplizierer 111 multipliziert eine komplexe Nummer  $\exp(-j2\pi/16)$  ( $= 1$ ) und den komplexen Vektor  $Z(0)$ . Genauer gesagt wird jedes Element  $Z(i)$  ( $i = 0, 1, \dots, L-1$ ) des Vektors  $Z(0)$  mit  $\exp(-j2\pi/16)$  multipliziert.

In gleichartiger Weise multiplizieren die verbleibenden 15 Multiplizierer  $Z(0)$  jeweils mit Werten  $\exp(-j2\pi/16)$  bis  $\exp(-j2\pi/15)$ . Anders ausgedrückt repräsentieren die Ausgangssignale dieser 16 komplexen Multiplizierer 111 bis 113 Zweig-Ausgangssignale, die dadurch erhalten werden, daß der Vektor  $Z(0)$  jeweils mit einer temporären Trägerphase  $\exp(-j2\pi p/16)$  multipliziert wird ( $p = 0, \dots, 15$ ). Es ist anzumerken, daß  $\exp(-j2\pi/16)$  bis  $\exp(-j2\pi/15)$  Werten entsprechen, die die Trägerphase in der I-Q-Ebene in Abhängigkeit von den Modulationsdaten annehmen kann.

Eine gleichartige Verarbeitung wird bei jedem Zweig-Ausgangssignal eingesetzt. Als Beispiel wird ein von dem Multiplizierer 111 abgegebenes Ausgangssignal an vier Datendetektoren bzw. Datendemodulatoren und Referenzsignalgeneratoren 114 bis 117 abgegeben, die eine äquivalente Verarbeitung durchführen. Vier unterschiedliche temporäre Taktphasen (Zeichenphasen)  $0T_s$  bis  $3T_s$  (entsprechend  $\tau = 0, 1, 2, 3$  in Abtastwerteneinheiten) werden an die jeweiligen Generatoren 114 bis 117 angelegt (hierbei ist  $T_s = 1/f_s$ ), wobei die Datendemodulation auf der Grundlage dieser Phasen durchgeführt wird. Nachfolgend wird das Referenzsignal in Abhängigkeit von den detektierten bzw. demodulierten Daten erzeugt. In dem CDMA-Signal ist die Zeichenphase zwischen dem Kanal I und dem Kanal J um  $T_c/2$  versetzt, wobei  $T_c = 1/f_c$  ist. Falls somit vier aufeinanderfolgende Abtastwerte aus acht Abtastwerten in einer Zeichenperiode untersucht werden, kann ein Rand des Zeichens oder die Zeichenphase ermittelt werden. Aus diesem Grund werden die vier Taktphasen gemäß der vorstehenden Erläuterung gewählt. Der interne Aufbau des Datendemodulators und des Referenzsignalgenerators ist in Fig. 9 gezeigt. Wie dort dargestellt ist, weist der Generator im wesentlichen Datendemodulatoren 173 und 174, einen Referenzsignalgenerator 175, einen Addierer 177 und einen Dezimator bzw. eine Datenverringereinrichtung 179 auf. Diese Komponenten entsprechen den in Fig. 5 gezeigten Datendemodulatoren 18, 19, dem Referenzsignalgenerator 21, dem Addierer 28 und der Datenverringereinrichtung 29.

Ein von dem komplexen Multiplizierer an den Datendemodulator und den Referenzsignalgenerator angeleg-



tes Eingangssignal ist ein komplexer Vektor, wie es in Fig. 8 gezeigt ist. In Fig. 9 ist jedoch der komplexe Vektor  $Z$  in Realzahl-Vektoren  $X$ ,  $Y$  für den Realteil und den Imaginärteil unterteilt, wobei diese Vektoren  $X$  und  $Y$  einmal in den Datenpuffern 171 und 172 gespeichert werden. In gleichartiger Weise wie bei Fig. 5 wird jedes Element von  $X$  und  $Y$  von den Datenpuffern 171 und 172 zu den Datendemodulatoren 173 und 174 als Zeitfolgedaten geleitet. Die Datendemodulatoren 173 und 174 bewirken eine Abtastung und Bestimmung der eingegebenen Daten jeweils bei einer Phase  $\tau_1$  bzw.  $\tau_1 + \tau_d$  (hierbei entspricht  $\tau_1$  jeweils einer der in Fig. 8 gezeigten Größen  $0T_s, 1T_s, 2T_s, 3T_s$ ). Von dem Referenzsignalgenerator 175 abgegebene Daten werden einmal in einem Datenpuffer 176 gespeichert und dann als ein komplexer Vektor abgegeben, und es werden in gleichartiger Weise von der Datenverringereinrichtung 179 abgegebene Daten einmal in einem Datenpuffer 178 gespeichert und anschließend als ein Vektor abgegeben.

Auf diese Weise ist ein Zweig, der jeder temporären Trägerphase entspricht, noch weiter in vier Zweige unterteilt, die den temporären Taktphasen entsprechen. Zur Unterscheidung zwischen den von diesen Zweigen abgegebenen Ausgangssignalen sind die Ausgangssignale der Datendemodulatoren und der Referenzsignalgeneratoren jeweils mit einem Index bezeichnet, der den jeweiligen Zweig repräsentiert. Genauer gesagt haben ein Referenzsignalvektor  $R_{p,S}$  und ein entsprechendes Meßsignal  $Z_{p,S}$  einen Index  $p$ , der der Trägerphase entspricht ( $p = 0, 1, \dots, 15$  entsprechend der Phase  $\exp(-j2\pi p/16)$ ), und einen weiteren Index  $S$  ( $S = 0, 1, 2, 3$ ), der der Taktphase entspricht.

Fig. 8 zeigt Recheneinheiten 118 bis 124 zur Berechnung von Kreuzkorrelationswerten, von denen jede einen Kreuzkorrelationswert  $C_{p,S}$  zwischen dem von einem zugehörigen Generator abgegebenen Referenzsignalvektor  $R_{p,S}$  und einem Meßsignalvektor  $Z_{p,S}$  berechnet. Die Kreuzkorrelationswerte  $C_{p,S}$  ( $p = 0, 1, \dots, 15$ ;  $S = 0, 1, 2, 3$ ) von allen Zweigen werden an einen Optimalwertwähler 122 angelegt. Der Optimalwertwähler 122 legt eine korrekte Trägerphase und eine korrekte Taktphase anhand der zugeführten Kreuzkorrelationswerte ( $C_{0,0}, C_{1,0}, \dots, C_{15,3}$ ) anhand eines nachstehend erläuterten Ablaufs fest.

1. Es wird ein Satz ( $p, S$ ) festgelegt, der den Maximalwert des Quadrats der absoluten Größe des Kreuzkorrelationswerts  $C_{p,S}$  ergibt. Es ist möglich, daß eine Mehrzahl solcher Sätze vorhanden ist.

2. Aus denjenigen Sätzen, die den Maximalwert ergeben, wird ein bestimmter Satz ( $p, S$ ) ermittelt, der einen Maximalwert für den Realteil von  $C_{p,S}$  ergibt. Es ist lediglich ein solcher Satz vorhanden, wobei die entsprechenden Werte  $p$  und  $S$  als optimale Werte gewählt werden.

Die Taktphase  $\tau_1$  und die anfängliche Trägerphase  $\Phi_0$  werden unter Einsatz der ausgewählten Werte für  $p$  und  $S$  in der folgenden Weise berechnet:

$$\tau_1 = S \quad (12)$$

$$\Phi_0 = p\pi/16 + \text{Arg}[C_{p,S}] \quad (13)$$

Hierbei bezeichnet  $\text{Arg}[\ ]$  eine komplexe Funktion, die einen Phasenwinkel ergibt. Im folgenden wird die mit linearer Regression arbeitende Recheneinheit 105 beschrieben. Die Taktphase  $\tau_1$  und die anfängliche Trägerphase  $\Phi_0$ , die durch die Anfangswert-Schätzeinheit 104 erhalten wurden, werden an die mit linearer Regression arbeitende Recheneinheit 105 angelegt, die in Fig. 7 gezeigt ist. Ein von dem Datenwähler 103 abgegebenes Ausgangssignal  $Z(m)$  ( $m = 1, 2, \dots, M-1$ ) wird ebenfalls als eine Zeitfolge an die mit linearer Regression arbeitende Recheneinheit 105 angelegt. Die in der mit linearer Regression arbeitenden Recheneinheit 105 ablaufende Verarbeitung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf Fig. 10 erläutert. Der von dem Datenwähler 103 abgegebene Vektor  $Z(m)$  wird in einem komplexen Multiplizierer bzw. Komplexzahl-Multiplizierer 151 mit einem Ausgangssignal multipliziert, das von einem Phasenrotatorgenerator 158 abgegeben wird. Der Phasenrotatorgenerator 158 berechnet einen komplexen Wert  $\exp[-j(\Phi + \Delta\Phi)]$  aus in Registern 156 und 157 gespeicherten Phasen  $\Delta\Phi$  und  $\Phi$ , und gibt den berechneten komplexen Wert an den Multiplizierer 151 ab. Die anfänglichen Werte der jeweiligen in den Registern 156 und 157 gespeicherten Werte sind gleich 0,  $\Phi_0$ .

Ein von dem komplexen Multiplizierer 151 abgegebenes Ausgangssignal wird an einen Datendemodulator und einen Referenzsignalgenerator 152 angelegt, der in der gleichen Weise wie die in Fig. 8 gezeigten Datendetektoren und Referenzsignalgeneratoren 114 bis 117 aufgebaut ist. Die Größe  $\tau_1$ , die in der in Fig. 7 dargestellten Anfangswert-Schätzeinheit 104 bestimmt wurde, wird an den Datendemodulator und Referenzsignalgenerator 152 als Taktphase angelegt. Ein Referenzsignalvektor  $R(m)$ , der in dem Datendemodulator und dem Referenzsignalgenerator 152 erzeugt wird, und ein entsprechender Meßsignalvektor  $Z'(m)$ , werden an eine den Kreuzkorrelationswert berechnende Recheneinheit 154 angelegt, durch die ein Kreuzkorrelationswert  $C(m)$  berechnet wird. Die den Kreuzkorrelationswert berechnende Recheneinheit 154 arbeitet in der gleichen Weise wie die in Fig. 8 gezeigten, die Kreuzkorrelationswerte berechnenden Recheneinheiten 118 bis 124, und berechnet einen Kreuzkorrelationswert in Übereinstimmung mit der nachstehend angegebenen Gleichung:

$$C(m) = \sum Z'(m, l) \cdot R^*(m, l) \quad (14)$$

Hierbei erfolgt die Summation  $\sum$  über den Bereich von  $l=0$  bis  $L'-1$  hinweg, während  $Z'(m, l)$  ein erstes Element eines Vektors  $Z'(m)$  repräsentiert und  $R(m, l)$  ein erstes Element eines Vektors  $R(m)$  bezeichnet.  $L'$  repräsentiert eine Nummer bzw. Anzahl von Elementen, während  $R^*(m, l)$  einen komplex konjugierten Wert von  $R(m, l)$  bezeichnet. Der Kreuzkorrelationswert  $C(m)$  wird an eine sequentielle Parameterwerte berechnende Recheneinheit 155 angelegt, die einen aktuellen Wert jedes Parameters in Übereinstimmung mit den nachstehenden Gleichungen berechnet:



$$\Phi(m) = \Phi(m-1) + \text{Arg}[C(m)] + \Delta\Phi(m-1) \quad (15)$$

$$S_0(m) = S_0(m-1) + \Phi(m) \quad (16)$$

$$S_1(m) = S_1(m-1) + (m+1)\Phi(m) \quad (17)$$

$$\Delta\Phi(m) = [6(2 \cdot S_1(m) - (m+2)S_0(m))]/(m(m+1)(m+2)) \quad (18)$$

Werte von  $\Delta\Phi$  und  $\Phi$ , die in dem vorhergehenden Zeitintervall vorlagen, werden von den Registern 156 und 157 zugeführt.  $S_0$  und  $S_1$  bezeichnen interne Variablen der die sequentiellen Parameterwerte berechnenden Recheneinheit 155. Die aktuellen, berechneten Werte von  $\Delta\Phi$  und  $\Phi$  werden in den Registern 156 bzw. 157 gespeichert, wobei ein gleichartiger Verarbeitungsvorgang für die dem nächsten Zeitintervall entsprechenden Folgedaten des Vektors  $Z(m)$  wiederholt wird. Auf diese Weise wird der Wert jedes Parameters sequentiell von  $m = 1$  bis  $M-1$  aktualisiert und es wird schließlich eine Trägerphase  $\Phi_1$  durch eine die Trägerphase berechnende Recheneinheit 105a in Übereinstimmung mit der nachfolgenden Gleichung (19) berechnet, während eine Phasenvariation bzw. Phasenänderung  $\Omega_1$  je Abtastwert durch eine Frequenzfehlerrecheneinheit 105b in Übereinstimmung mit der nachfolgenden Gleichung (20) bestimmt wird. Diese Werte werden von der die grobe Parameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 15 als Ausgangssignale abgegeben:

$$\Phi_1 = \{-6S_1(M-1) + 2(2M+1)S_0(M-1)\}/(M(M-1))\Delta\Phi(M-1)/2 \quad (19)$$

$$\Omega_1 = \Delta\Phi(M-1)/L \quad (20)$$

Im folgenden wird die eine feine Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 23 näher erläutert. Die in Fig. 5 gezeigte Schätzeinheit 23 führt eine Abschätzung eines Taktphasenfehlers und eines Trägerfrequenzfehlers mit höherer Genauigkeit durch. Anfänglich wird in der die Taktphasenabschätzung und die Interpolationsverarbeitung bewirkenden Verarbeitungseinheit 24 eine Schätzung eines Taktphasenfehlers und eine Korrektur eines Signals in Übereinstimmung mit dem Interpolationsprozeß durchgeführt. Hinsichtlich des korrigierten Signals wird eine weitere Korrektur des Signals vorgenommen, indem eine Trägerphase und ein Frequenzfehler in der die Trägerphase und den Frequenzfehler schätzenden Schätzeinheit 25 geschätzt werden, wodurch ein komplexes sinusförmiges Signal mit einer in dieser Weise bestimmten Frequenz erzeugt wird. Dieses sinusförmige Signal wird mit dem von der Verarbeitungseinheit 24 abgegebenen korrigierten Signal multipliziert. Durch diese Vorgänge wird die Signalkorrektur in Abhängigkeit von der Taktphase und der Trägerphase gemäß dem vorhandenen Algorithmus abgeschlossen, und es wird das fein korrigierte Signal an die das gewünschte Merkmal berechnende Recheneinheit 27 abgeben.

Zunächst werden die Grundlagen des Betriebs der die feine Parameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 23 erläutert. Eine bestimmte Berechnungseinheit für die Taktphasenschätzung wird separat von der Interpolationseinheit 24 und der die Trägerphase und den Frequenzfehler schätzenden Schätzeinheit 25 erläutert. Das Prinzip der Schätzung einer Taktphase  $T$ , einer Trägerphase  $\Phi$  und einer Trägerfrequenz  $f$  besteht in der Bestimmung der Parameter  $T$ ,  $\Phi$  und  $f$  derart, daß eine logarithmische Wahrscheinlichkeitsfunktion (Likelihood-Funktion) gemäß der nachfolgenden Gleichung maximiert wird.

$$\Lambda L(\Phi, f, \tau) = \text{Const}\{\exp(-j\Phi)C(f, \tau) + \exp(j\Phi)C^*(f, \tau)\} \quad (21)$$

Hierbei ist  $C(f, \tau)$  in folgender Weise gegeben:

$$C(f, \tau) = \int_0^{T_0} Z(t-\tau) \exp(-j2\pi ft) R^*(t) dt \quad (22)$$

Hierbei repräsentieren  $Z(t)$  und  $R(t)$  ein Meßsignal bzw. ein Referenzsignal, während  $T_0$  ein Meßintervall bezeichnet (dieses wird zur Schätzung der Parameter eingesetzt). Es ist anzumerken, daß diese Signale kontinuierliche Signale sind. Auf der anderen Seite sind die Signale, die gemäß Fig. 5 eingesetzt werden, diskrete Signale. Bei einem gemeinsamen Signal hängen ein diskretes Signal und ein kontinuierliches Signal miteinander zusammen. Als Beispiel stehen der kontinuierliche Ausdruck bzw. die kontinuierliche Formulierung  $R(t)$  und der diskrete Ausdruck bzw. die diskrete Formulierung  $R(k)$  eines Referenzsignal in folgender gegenseitiger Beziehung:

$$R(k) = R(kT_s)$$

Ein Abtastintervall  $T_s$  stellt den reziproken Wert der Abtastfrequenz  $f_s$  dar. In der die feine Parameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 23 wird eine vierfache Oversampling-Rate eingesetzt.

$$f_s = R \cdot f_c \\ R = 4$$

Im Hinblick auf das Prinzip dieser Abschätzung ist anzumerken, daß ein entsprechendes Prinzip in "Digital

Communication" von Proakis, herausgegeben von McGraw-Hill Company, 1989, zweite Ausgabe, Seite 333, insbesondere Gleichung (4, 5, 71), beschrieben ist. Genauer gesagt werden die nachfolgenden, simultanen Gleichungen einschließlich partieller Ableitungen durch jeweilige Parameter, die gleich null festgelegt sind, hinsichtlich der Parameter  $\Phi$ ,  $f$  und  $\tau$  gelöst.

$$\exp(-j\Phi)C(f,\tau) - \exp(j\Phi)C^*(f,\tau) = 0 \quad (23)$$

$$\exp(-j\Phi)\partial C/\partial\tau + \exp(j\Phi)\partial C^*/\partial\tau = 0 \quad (24)$$

$$\exp(-j\Phi)\partial C/\partial\tau + \exp(j\Phi)\partial C^*/\partial\tau = 0 \quad (25)$$

Wenn diese simultanen Gleichungen gelöst sind, können sie in die nachfolgenden, simultanen Gleichungen abgeändert werden, die  $\Phi$  nicht mehr enthalten:

$$\partial|C(f,\tau)|^2/\partial\tau = 0 \quad (26)$$

$$\partial|C(f,\tau)|^2/\partial\tau = 0 \quad (27)$$

Die Schätzeinrichtung, die in der die feine Parameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 23 eingesetzt wird, basiert auf den Gleichungen (23) bis (27), wobei vorausgesetzt ist, daß die groben Werte dieser Parameter in der die Grobparameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 15 geschätzt worden sind und das Signal in Abhängigkeit von diesen Werten korrigiert ist. Demgemäß liegen die Werte der Parameter, die durch die feine Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 13 abzuschätzen sind, ausreichend nahe bei null, so daß der Einsatz von Näherungen in den Gleichungen (23) bis (27) mit ausreichender Genauigkeit gerechtfertigt ist. Die in der die feine Parameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 23 eingesetzte Recheneinrichtung berechnet Werte für die Parameter unter Einsatz der Gleichungen (23) bis (27), und zwar im einzelnen gemäß dem nachstehend beschriebenen Ablauf.

Schritt 1: Aus der Gleichung (26) wird  $\tau$  bestimmt, wobei  $f=0$  gesetzt wird. Dies setzt voraus, daß die geschätzte Frequenz  $f$  durch die die grobe Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 15 mit einem Schätzfehler ermittelt ist, der gleich oder kleiner als 30 Hz ist. Hierbei ist die Näherung, daß  $f=0$  in der Gleichung (26) gesetzt wird, vernünftig. In gleichartiger Weise wird angenommen, daß  $\tau$  mit einer Auflösung von  $T_C/8$  (Analog/Digital-Abtastintervall) bestimmt ist.

Schritt 2: Unter Heranziehung von  $\tau$ , das durch Einsetzen von  $f=0$  ermittelt worden ist, wird  $\Phi$  aus der Gleichung (23) bestimmt. Hierbei ist vorausgesetzt, daß  $f$  durch die die grobe Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 15 mit einem Schätzfehler ermittelt worden ist, der gleich oder kleiner als 30 Hz ist. In diesem Fall ist die Näherung, daß  $f=0$  in der Gleichung (23) eingesetzt wird, akzeptabel.

Schritt 3: Unter Verwendung der in dieser Weise bestimmten Werte von  $\tau$  und  $\Phi$  wird  $f$  aus der Gleichung (25) ermittelt. Auch hierbei ist angenommen, daß  $f$  durch die die grobe Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 15 mit einem Schätzfehler ermittelt wurde, der gleich oder kleiner 30 Hz ist.

Im folgenden wird der Berechnungsablauf im einzelnen beschrieben.

In der die Taktphasenschätzung und die Interpolationsverarbeitung durchführenden Verarbeitungseinheit 24 wird der Schritt 1 durchgeführt, wonach sich eine Interpolationsverarbeitung anschließt, wobei das Signal hierdurch derart korrigiert wird, daß der Abtastpunkt und der Symbol- bzw. Zeichenpunkt übereinstimmen.

Anfänglich wird  $C(0, \tau)$  dadurch modifiziert, daß gemäß der nachstehenden Angabe das Integral durch eine Summe ersetzt wird:

$$C(0,\tau) = T_S \sum_{k=0}^{K-1} (kT_S - \tau) \cdot R^*(kT_S) \quad (28)$$

Hierbei reicht die Summenbildung  $\Sigma$  von  $k = 0$  bis  $K-1$ .  $T_S$  ist gleich  $T_C/4$ . Das Meßintervall  $T_0$  ist gleich  $T_0 = KT_S$ . Bei dem Ausdruck gemäß der Gleichung (28) scheint es erforderlich, daß der Wert des Meßsignals  $Z(t)$  bereits vorab zu jedem beliebigen Zeitpunkt in Abhängigkeit von dem Wert von  $\tau$  bekannt ist. Jedoch ist  $Z(t)$  ein bandbegrenztes Signal, und es läßt sich ein kontinuierliches Signal mit Hilfe eines diskreten Signals  $Z(k)$  in folgender Weise ausdrücken:

$$Z(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z(nT_S) \cdot s(t - nT_S) \quad (29)$$

Hierbei reicht die Summenbildung  $\Sigma$  von  $n = -\infty$  bis  $\infty$ .  $s(t)$  repräsentiert die Charakteristik bzw. Kennlinie eines Interpolationsfilters, das ein derartiges Frequenzverhalten (Frequenzantwort) aufweist, daß die Phasenkennlinie hinsichtlich der Phase linear ist, wohingegen die Amplitudenkennlinie in dem Durchlaßband  $Z(t)$  flach ist, wobei von der Abtastung herrührende Aliasing-Komponenten abgeschnitten sind. In der Praxis muß die Summenbildung, die in der Gleichung (29) angegeben ist, über ein endliches Intervall vorgenommen werden. Hierbei wird angenommen, daß das Interpolationsfilter eine Nullphase und eine Ansprechzeit von  $T_F$  oder

$$s(t) = 0 \quad (|t| > T_F/2) \quad (30)$$

aufweist. Das Meßsignal läßt sich dann in folgender Weise ausdrücken:

$$Z(kT_s - \tau) = \sum_{m=-M}^M Z(kT_s - mT_s) S(mT_s - \tau) \quad (31)$$

Hierbei wird  $T_F = (2M + 1)T_s$  verwendet. Unter Heranziehung der Gleichung (31) läßt sich die Gleichung (28) bezüglich der diskreten Signale  $Z(k)$  und  $R(k)$  in folgender Weise ausdrücken:

$$C(0, \tau) = T_s \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=-M}^M Z(k-m) s(mT_s - \tau) \cdot R^*(k) \quad (32)$$

Wenn ein Meßintervall von  $KT_s$  angenommen wird ( $k=0$  bis  $K-1$ ), muß  $Z(k)$  in einem Zeitintervall gemessen werden, das von  $k = -M$  bis  $K+M-1$ . Nachfolgend wird  $s_m \equiv s(mT_s - \tau)$  gemäß der nachfolgenden quadratischen Gleichung von  $\tau$  angenähert:

$$s_m(\tau) = a_m + b_m \tau + c_m \tau^2 \quad (33)$$

Da das zu schätzende  $\tau$  in einem Bereich liegt, der durch die Ungleichung bzw. Beziehung  $|\tau| < T_s/4$  definiert ist, ist es ausreichend, wenn die Näherung in diesem Bereich angewendet wird. Unter Einsatz dieser Näherung ergibt sich  $C(0, \tau)$  in folgender Weise:

$$C(0, \tau) = T_s \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^M Z(k-m) (a_m + b_m \tau + c_m \tau^2) \quad (34)$$

$$= T_s (A + B\tau + C\tau^2) \quad (35)$$

Hierbei sind A, B und C folgendermaßen gegeben:

$$A = \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) a'(k) \equiv \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^M Z(k-m) a_m \quad (36)$$

$$B = \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) b'(k) \equiv \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^M Z(k-m) b_m \quad (37)$$

$$C = \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) c'(k) \equiv \sum_{k=0}^{K-1} R^*(k) \sum_{m=-M}^M Z(k-m) c_m \quad (38)$$

Wenn die Gleichung (35) in die Gleichung (26) eingesetzt wird, ergibt sich die folgende Gleichung für  $\tau$ :

$$\text{Re}[C(0, \tau) \partial C^*(0, \tau) / \partial \tau] = (T_s)^2 \text{Re}[(A + B\tau + C\tau^2)(B^* + 2C^* \tau)] = 0 \quad (39)$$

Auch wenn dies eine kubische Gleichung für  $\tau$  ist, ergibt sich unter Einsatz einer linearen Approximation, bei der angenommen wird, daß  $\tau$  klein ist, die folgende Berechnungsgleichung zur Bestimmung der Taktphase  $\tau$ :

$$\tau = -\text{Re}[AB^*] / (|B|^2 + 2\text{Re}[AC^*]) \quad (40)$$

Der in dieser Weise bestimmte Wert von  $\tau$  wird zur Korrektur des Meßsignals  $Z(k)$  eingesetzt. Da das korrigierte Meßsignal durch  $Z(kT_s - \tau)$  repräsentiert ist, ist aus den Gleichungen (31) und (33) ersichtlich, daß die Berechnungsgleichung in folgender Weise gegeben ist:

$$\begin{aligned}
 Z(kT_s - \tau) &= \sum_{m=-M}^M Z(k-m)s(mT_s - \tau) \\
 &= \sum_{m=-M}^M Z(k-m)(a_m + b_m \tau + c_m \tau^2) \\
 &= a'(k) + b'(k)\tau + c'(k)\tau^2
 \end{aligned} \tag{41}$$

Hierbei ist anzumerken, daß  $a'(k)$ ,  $b'(k)$  und  $c'(k)$  bereits während der Berechnung der Gleichungen (36), (37) bzw. (38) erhalten wurden.

Die Charakteristik bzw. Kennlinie  $S_m(\tau)$  des Interpolationsfilters läßt sich zum Beispiel in der folgenden Weise bestimmen. Auf der Grundlage eines Nyquist-Filters (Raised-Cosine = angehobene oder potenzierte Cosinusfunktion) werden  $b_m$  und  $c_m$  aus den nachfolgenden Gleichungen bestimmt, wobei ein NVLC-Intervall für die Impulsantwort von  $T_c/2$  ( $T_c/4 = T_s$ ), ein Abrollfaktor (roll-off factor) von 0,4, und eine im wesentlichen nicht mehr vorhandene Impulsantwort auf  $|\tau| > 4T_c$  gewählt werden und die Impulsantwort des Interpolationsfilters für jedes eine Länge von  $T_s$  aufweisende Intervall durch eine quadratische Gleichung  $\sigma_m(\eta) = \sigma(m/2 - \eta)$  angenähert wird:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ B & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_m \\ c_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_m \\ E_m - \sigma_m(0)A \end{bmatrix}$$

$$A = \int_{-1/4}^{1/4} \eta^2 d\eta = 1/96, \quad B = \int_{-1/4}^{1/4} \eta^3 d\eta = 0$$

$$C = \int_{-1/4}^{1/4} \eta^4 d\eta = 1/2560, \quad D_m = \sigma \int_{-1/4}^{1/4} \sigma_m(\eta) \eta d\eta$$

$$E_m = \int_{-1/4}^{1/4} \sigma_m(\eta) \eta^2 d\eta, \quad \eta = \tau / (T_c / 2)$$

Hierbei repräsentiert  $m$  eine Intervallnummer. Die Wahl ist derart getroffen, daß  $a_m = \sigma_m(0)$  ist.

Die vorstehend beschriebene Recheneinrichtung ist in Fig. 11 dargestellt. Das Meßsignal  $Z(k)$ , das bei der Berechnung eingesetzt wird, die durch die die Taktphasenschätzung und die Wellenforminterpolation bewirkende Verarbeitungseinheit 24 durchgeführt wird, wird als ein Signal  $Z_1(k)$  gemäß Fig. 11 (und auch gemäß Fig. 5) eingegeben. Das Meßsignal  $Z_1(k)$  wird einer auf den rechten Seiten der Gleichungen (36) bis (38) angegebenen Filteroperation in den Filtern A 201, B 202 und C 203 unterzogen, die mit den Filterkoeffizienten  $a_m$ ,  $b_m$  bzw.  $c_m$  arbeiten. Hierdurch werden Ausgangssignale  $a'(k)$ ,  $b'(k)$  und  $c'(k)$  erzeugt. Diese Ausgangssignale werden an die die Kreuzkorrelationswerte berechnenden Recheneinheiten 204, 205 und 206 zusammen mit dem Referenzsignal  $R(k)$  angelegt, und es werden die auf den linken Seiten der Gleichungen (36) bis (38) angegebenen Werte von A, B und C berechnet und in eine Taktphasen-Berechnungseinheit 207 eingespeist, in der die Taktphase  $\tau_2$  in Übereinstimmung mit der Gleichung (40) berechnet wird. Die Einheit von  $\tau_2$  hängt von der Wahl der Filterkoeffizienten  $a$ ,  $b$  und  $c$  ab. Bei dem vorliegenden Beispiel ist die Einheit gleich  $T_c/2$ . Die Ausgangssignale  $a'(k)$ ,  $b'(k)$  und  $c'(k)$  sowie  $\tau_2$  werden an eine Interpolationsverarbeitungseinheit 208 angelegt, die das korrigierte Signal  $Z_2(k)$  gemäß der Gleichung (41) berechnet.

Die in Fig. 5 gezeigte, die Trägerphase und den Frequenzfehler schätzende Schätzeinheit 25 führt in der Praxis die vorstehend erläuterten Schritte 2 und 3 durch. Anfänglich wird bei dem Schritt 2 die Trägerphase  $\Phi$  aus der nachstehenden Gleichung ermittelt:

$$\exp(-j\Phi)C(0,\tau) - \exp(-j\Phi)C^*(0,\tau) = 0 \tag{42}$$

Die Gleichung (42) läßt sich zu  $\exp(j\Phi) = C(0,\tau)$  vereinfachen, wobei  $\tau$  die zuvor erhaltene Taktphase repräsentiert. Wenn das Meßsignal, das zuvor durch  $Z(k)$  korrigiert worden ist, mit  $Z_2(k)$  bezeichnet wird und die Gleichung (28) eingesetzt wird, ergibt sich:

$$\exp(-j\Phi) = \sum_{k=0}^{K-1} Z(k) \cdot R^*(k) \quad (43)$$

Demzufolge wird eine Berechnungsgleichung, durch die die Trägerphase  $\Phi$  bestimmt wird, in folgender Form erhalten:

$$\Phi = \text{Arg}\left[\sum_{k=0}^{K-1} Z(k) \cdot R^*(k)\right] \quad (44)$$

Nachfolgend wird bei dem Schritt 3 der Frequenzfehler  $f$  anhand der nachstehend angegebenen Gleichung ermittelt:

$$\partial \text{Re}(\exp(-j\Phi) C(f, \tau)) / \partial f = 0 \quad (45)$$

$\Phi$  und  $\tau$  repräsentieren die Trägerphase und die Taktphase, die in der vorstehend angegebenen Weise ermittelt wurden. Unter Verwendung des zuvor korrigierten Meßsignals für  $Z(k)$  und unter Bezugnahme auf die Gleichung (42) ergibt sich  $C(f, T)$  in folgender Weise:

$$C(f, \tau) = T_s \sum_{k=0}^{K-1} Z(k) \exp[-j2\pi f k T_s] \cdot R^*(k) \quad (46)$$

Bei Einsatz dieser Gleichung in die Gleichung (45) ergibt sich:

$$\text{Re}[\exp(-j\Phi) \sum_{k=0}^{K-1} (-j2\pi k T_s^2) Z(k) \exp[-j2\pi f k T_s] \cdot R^*(k)] = 0 \quad (47)$$

Es wird angenommen, daß das Produkt aus dem zu schätzenden Frequenzfehler  $f$  und dem Meßzeitintervall  $K T_s$  ausreichend klein ist, so daß die folgende Näherung möglich ist:

$$\exp[-j2\pi f k T_s] = 1 - j2\pi f k T_s \quad (k = 0, 1, \dots, K-1) \quad (48)$$

Der Einsatz der Gleichung (48) in die Gleichung (47) führt zu einer Berechnungsgleichung, mittels derer der Frequenzfehler  $f$  in folgender Weise bestimmt wird:

$$f = (1 / 2\pi T_s) \text{Im}[\exp(-j\Phi) \sum_{k=0}^{K-1} k Z(k) R^*(k)] / \text{Re}[\exp(-j\Phi) \sum_{k=0}^{K-1} k^2 Z(k) R^*(k)] \quad (49)$$

Weiterhin ergibt sich eine Phasenvariation bzw. Phasenänderung je Abtastwert  $\Omega = 2\pi T_s f$  wie folgt:

$$\Omega = \text{Im}[\exp(-j\Phi) \sum_{k=0}^{K-1} k Z(k) R^*(k)] / \text{Re}[\exp(-j\Phi) \sum_{k=0}^{K-1} k^2 Z(k) R^*(k)] \quad (50)$$

Die Berechnungseinrichtung zur Durchführung der vorstehend angegebenen Berechnung ist in Fig. 12 gezeigt. Das korrigierte Meßsignal  $Z(k)$ , das bei der Berechnung der Trägerphase und des Frequenzfehlers in der vorstehend angegebenen Weise eingesetzt wird, wird an die die Trägerphase und den Frequenzfehler abschätzende Schätzeinheit 25 als das Signal  $Z_2(k)$  angelegt. Das Signal  $Z_2(k)$  wird anfänglich an eine den Kreuzkorrelationswert berechnende Recheneinheit 221 angelegt, in der  $\exp(-j\Phi)$  in Übereinstimmung mit der Gleichung (43) berechnet wird. Das Signal  $Z_2(k)$  wird auch an einen komplexen Multiplizierer bzw. Komplexzahl-Multiplizierer 224 angelegt und dort mit  $k$  multipliziert, wobei das Ausgangssignal  $k Z_2(k)$  des Multiplizierers 224 an eine den Kreuzkorrelationswert berechnende Recheneinheit 222 angelegt wird, in der

$$\sum_{k=0}^{K-1} k Z(k) R^*(k)$$

berechnet wird. Das Ausgangssignal  $kZ(k)$  wird auch an einen komplexen Multiplizierer bzw. Komplexzahl-Multiplizierer 225 zur Multiplikation mit einem ganzzahligen  $k$  angelegt, wobei das Ausgangssignal  $k^2Z(k)$  an eine den Kreuzkorrelationswert berechnende Einheit 223 angelegt wird, in der

$$\sum_{k=0}^{K-1} k^2 Z(k) R^*(k)$$

berechnet wird.

Die von den Kreuzkorrelationswerte berechnenden Recheneinheiten 222 und 223 abgegebenen Ausgangssignale werden an komplexe Multiplizierer 230 bzw. 231 angelegt und in diesen mit  $\exp(-j\Phi)$  multipliziert. Die von den komplexen Multiplizierern 230 und 231 abgegebenen Ausgangssignale werden an eine den Imaginärteil  $\text{Im}[\ ]$  berechnende Recheneinheit 227 bzw. an eine den Realteil  $\text{Re}[\ ]$  berechnende Recheneinheit 228 angelegt, durch die die jeweiligen Imaginärteile und Realteile bzw. reellen Teile berechnet werden. Deren Ausgangssignale repräsentieren einen Zähler bzw. einen Nenner der Gleichung (50). Eine Phasenänderung  $\Omega_2$  je Abtastwert wird in einem Dividierer 229 berechnet.

Auf der anderen Seite wird ein von der den Kreuzkorrelationswert berechnenden Recheneinheit 221 abgegebenes Ausgangssignal auch an eine den Parameter  $\text{Arg}[\ ]$  berechnende Recheneinheit 226 angelegt, in der die Trägerphase  $\Phi_2$  berechnet wird.

Die in Fig. 5 gezeigte, das gewünschte Merkmal berechnende Recheneinheit 27 berechnet eine Wellenformqualität  $\rho$ , eine Modulationsgenauigkeit und einen Versatz des IQ-Ursprungs (Träger-Durchführung bzw. Carrier Feedthru), unter Heranziehung des von dem komplexen Multiplizierers 26 abgegebenen Ausgangssignals  $Z_3(k)$  und des von dem Referenzsignalgenerator 21 abgegebenen Ausgangssignals  $R(k)$ . Die Wellenformqualität  $\rho$  wird per Definition gemäß der nachfolgend angegebenen Gleichung berechnet:

$$\rho = \left| \sum_{k=0}^{K-1} Z_3(k) R^*(k) \right|^2 / \sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2 \sum_{k=0}^{K-1} |R(k)|^2 \quad (51)$$

Diese Berechnungsgleichung entspricht dem Wellenformqualitätsfaktor (Waveform Quality Factor), der in der Norm IS-98 definiert ist. Die Modulationsgenauigkeit und der Versatz des IQ-Ursprungs werden in gleichartiger Weise wie beim Stand der Technik ermittelt, was nachfolgend noch näher beschrieben wird.

Es werden komplexe Werte aufweisende Parameter  $\alpha_0$  und  $B_0$  derart bestimmt, daß der Ausdruck

$$\sum_{k=0}^{K-1} |R^*(k) - \alpha_0 Z_3(k) + B_0|^2$$

minimiert wird. Wenn dieser mathematische Ausdruck differenziert und gleich null gesetzt wird, ergeben sich simultane bzw. gleichzeitige lineare Gleichungen, deren Lösungen in folgender Weise erhalten werden können:

$$B_0 = \left( \sum_{k=0}^{K-1} R(k) \sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2 - \sum_{k=0}^{K-1} R(k) Z_3^*(k) \sum_{k=0}^{K-1} Z_3(k) \right) / \left( \left| \sum_{k=0}^{K-1} Z_3(k) \right|^2 - K \sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2 \right) \quad (52)$$

$$\alpha_0 = \left( \sum_{k=0}^{K-1} R(k) \sum_{k=0}^{K-1} Z_3^*(k) - K \sum_{k=0}^{K-1} (R(k) Z_3^*(k)) \right) / \left( \left| \sum_{k=0}^{K-1} Z_3(k) \right|^2 - K \sum_{k=0}^{K-1} |Z_3(k)|^2 \right) \quad (53)$$

Die Modulationsgenauigkeit und der Versatz des IQ-Ursprungs werden unter Heranziehung der in dieser Weise bestimmten Werte von  $\alpha_0$  und  $B_0$  in der nachstehend angegebenen Weise berechnet.

Die Modulationsgenauigkeit ergibt sich aus der nachfolgenden Gleichung:

$$S_{\text{qrr}} \left[ \sum_{k=0}^{K-1} |E(k)|^2 / \sum_{k=0}^{K-1} |R(k)|^2 \right] \quad (54)$$

Hierbei ist  $E(k) \equiv R^*(k) - \alpha_0 Z_3(k) + B_0$ .

Die Berechnung des Versatzes des IQ-Ursprungs erfolgt gemäß der nachfolgenden Gleichung:

$$S_{\text{qm}} \left[ K |B_0|^2 / \sum_{k=0}^{K-1} |R(k)|^2 \right] \quad (55)$$

5

Die hier beschriebene Messung des zeitlichen Ausrichtungsfehlers (Zeitausrichtungsfehlers) stellt eines der Merkmale dar, die bei der "Messung der Wellenformqualität" zu bestimmen sind, die in der Norm IS-98 definiert ist. Zur Realisierung dieser Messung ist eine Kommunikation mit einem Sender einer Funkbasisstation für eine mobile Kommunikation notwendig, wie es in Fig. 13 dargestellt ist. Ein Pilotsignalgenerator 401 gibt an eine zu testende Einheit 402 ein Pilotsignal ab, das ein Radio- bzw. Funkkanalsignal ähnlich demjenigen aufweist, das bei einem normalen Abwärtskanal eingesetzt wird. Die zu testende Einheit 402 ist ein mobiles Terminal des CDMA-Schemas gemäß der QUALCOMM Company. Das Pilotsystem enthält QPSK-Modulation von zwei PN-Seriendaten, die keine Korrelation aufweisen, so daß gleichartige Verhältnisse vorliegen, wie sie vorstehend in Verbindung mit Fig. 6 erläutert wurden. Die zu testende Einheit 402 wird dazu gesteuert, ein in Fig. 6 gezeigtes, gesendetes Signal (Aufwärtssignal) synchron mit dem empfangenen Pilotsignal zu erzeugen, wobei das gesendete Signal eine OQPSK-Modulation aufweist, die mit den gleichen PN-Seriendaten gespreizt ist.

Die Messung des zeitlichen Ausrichtungsfehlers enthält die Bestimmung einer Zeitdifferenz zwischen den PN-Reihen bzw. PN-Serien in dem Pilotsignal, das durch die zu testende Einheit 402 empfangen wird, und den PN-Reihen bzw. PN-Folgen, die in dem gesendeten Signal enthalten sind.

Der Pilotsignalgenerator 401 gibt an eine Meßeinheit 403 ein Triggersignal bzw. Auslösesignal ab, das einen Auslösebefehl zum Beginnen der Messung bildet. Die Meßeinheit 403 beginnt mit ihrem Meßvorgang als Reaktion auf das Auslösesignal. Genauer gesagt wird dann, wenn die ansteigende Flanke des Auslösesignals einen Schwellwert überschreitet, mit der Speicherung eines von der zu testenden Einheit 402 abgegebenen Meßsignals, das heißt der von der Einheit 402 gesendeten Daten nach deren Analog/Digital-Wandlung, in einem Pufferspeicher begonnen.

Das Auslösesignal, das von dem Pilotsignalgenerator 401 angelegt wird, erzeugt einen Impuls mit einer gegebenen Phasenlage in der PN-Folge synchron mit der PN-Folge des Pilotsignals. Demgemäß stellt der Zeitpunkt, zu dem Meßsignaldaten, die anfänglich in dem Pufferspeicher gespeichert wurden, erhalten werden, den Zeitpunkt dar, zu dem die bestimmte oder spezielle Phase in der PN-Folge des Pilotsignals bereitgestellt wird, sofern es zulässig ist, die Signalverzögerungen zu vernachlässigen, die durch die Kabel und durch eine Schaltung in der Meßeinheit 403 hervorgerufen werden. Falls die Phase in der PN-Folge der Meßsignaldaten bekannt ist, läßt sich diese Zeitdifferenz mit Bezug zu der PN-Folge des Pilotsignals erfassen, wobei diese Größe den Zeitausrichtungsfehler repräsentiert.

Zur Durchführung der Messung des zeitlichen Ausrichtungsfehlers (Zeitausrichtungsfehlers) muß die Phase bzw. Phasenlage in der PN-Folge des Meßsignals (das heißt eines von der zu testenden Einheit 402 abgegebenen Eingangssignals) bekannt sein. Zu diesem Zweck führt die Meßeinheit 403 eine Phasensynchronisierung der PN-Folge des Meßsignals durch. Bei dem vorliegenden Ausführungsbeispiel wird dies durch eine PN-Folgen-Phasensynchronisationsmethode bewerkstelligt, bei der die demodulierten Daten  $a(n)$  und  $b(n)$  eingesetzt werden, die in Fig. 5 gezeigt sind. Im folgenden wird die PN-Folgen-Phasensynchronisierereinrichtung beschrieben, die bei der in Fig. 5 gezeigten PN-Phasensynchronisierereinheit 20 eingesetzt wird.

Eine spezielle Ausführungsform einer Synchronisierereinrichtung in der PN-Phasensynchronisierereinheit 20 ist in Fig. 14 dargestellt. Die demodulierten Daten  $a(n)$  und  $b(n)$ , die von den in Fig. 5 gezeigten Datendemodulatoren 18 und 19 abgegeben werden, nehmen einen Wert an, der entweder 1 oder -1 ist. Lediglich  $a(n)$  wird an die PN-Phasensynchronisierereinheit 20 angelegt. Bei dem Synchronisationstest gemäß dem CDMA-Schema stellt ein Testsignal ein gesendetes Signal dar, das bei dem Fehlen von Eingangsdaten vorherrscht. Wie vorstehend erläutert, repräsentieren die demodulierten Daten  $a(n)$  entweder den I-Kanal (In Phase-Kanal) oder den Q-Kanal (Rechtwinkelpase-Kanal) von  $PN_1$  und  $PN_2$ , da die Datenperiode (Zeichenperiode) so gewählt ist, daß sie gleich groß ist wie jede Chip- bzw. Abschnittsperiode der gespreizten Codes  $PN_1$  und  $PN_2$ . Die demodulierten Daten  $a(n)$  werden einmal in einem Datenpuffer 351 gespeichert, der das gespeicherte  $a(n)$  in Teilfolgen unterteilt, die jeweils  $M$  Chips bzw. Abschnitte enthalten, was als Vektor  $d(1)$  bezeichnet wird:

$$d(I) = (a(MI), a(MI + 1), \dots, a(MI + M - 1)), (I = 0, 1, \dots, L - 1) \quad (56)$$

55

Die Größe  $N$  des Datenpuffers 351 ( $N = L \cdot M$ ) und die Anzahl  $M$  von unterteilten Chips bzw. Abschnitten werden durch die Werte bestimmt, die zur Erzielung einer korrekten PN-Synchronisierung erforderlich sind. Als Beispiel ist  $N = 64$  und  $M = 16$ .

Auf der anderen Seite werden in einem Datenpuffer 352 Daten für eine Periode eines in Phase liegenden Pilot-PN-Kanals  $i(r)$  sowie Daten für eine Periode eines Pilot-PN-Quadratur-Kanals  $q(r)$  gespeichert, wie es in den Kapiteln 6 und 7 der Norm IS-95 definiert ist. Das führende Ende der Periode des PN-Codes kann frei gewählt werden. Hier ist jedoch die führende Null von fünfzehn aufeinanderfolgenden Nullen gewählt. Im Hinblick auf die Daten für eine Periode des PN-Codes des I-Q-Kanals sind Teilfolgen, die  $M$  Chips (Abtastwerte) enthalten, in folgender Weise definiert:

65

$$P_i(r) = (i(r), i(r + 1), \dots, i(r + M - 1)) (r = 0, 1, \dots, 2^{15} - 1) \quad (57)$$

$$P_q(r) = (q(r), q(r + 1), \dots, q(r + M - 1)) (r = 0, 1, \dots, 2^{15} - 1) \quad (58)$$



Die PN-Phasensynchronisiereinheit 20 wird durch eine Schleifensteuereinrichtung 360 gesteuert. Die Schleifensteuereinrichtung 360 leitet den Betrieb jeder Schleife ein. Wenn ein Wert, der in einem internen Speicher eines Adreßzählers 353 gespeichert ist, aktualisiert wird, untersucht die Schleifensteuereinrichtung 360 diesen Wert und startet einen ersten Block 371, wenn der Wert gleich 0 ist, leitet einen zweiten Block 372 ein, wenn der Wert gleich 1 ist, und beginnt andernfalls eine nächste Schleife in dem gleichen Block wie derjenige, als die vorhergehende Schleife ausgeführt wurde.

Wenn jede bzw. eine jeweilige Schleife eingeleitet wird, werden ein Wert  $l$ , der in einem internen Speicher des Adreßzählers 353 gespeichert ist, ein Wert  $r$ , der in einem internen Speicher eines Adreßzählers 354 gespeichert ist, und ein Indexvektor, der einen der Werte  $P_i(r)$  und  $P_q(r)$  mit "x" bezeichnet, gleichzeitig aus den Datenpuffern 351 und 352 herausgegriffen. Der anfängliche Wert der Werte  $l$ ,  $r$  und  $r'$ , die in den internen Speichern der Adreßzähler 353 und 354 gespeichert sind, sind gleich null, wohingegen der anfängliche Wert des Werts  $x$  in einem internen Speicher gleich  $i$  ist.

Eine die Kreuzkorrelation berechnende Recheneinheit 355 berechnet eine Kreuzkorrelation  $C_x(l, r)$ , die durch die nachfolgende Gleichung definiert ist.

$$C_x(l, r) = \sum_{m=0}^{M-1} a(Ml + m) \cdot x(r + m) \quad (59)$$

Hierbei werden die Vektoren  $d(l)$  und  $P_x(r)$  ( $x$  bezeichnet hierbei entweder  $i$  oder  $q$ ) aus den Datenpuffern 351 und 352 herangezogen.

Dieser Wert nimmt einen der Werte von  $-16$  bis  $16$  an und wird an eine erste Schwellwertentscheidungseinheit 356 angelegt, in der eine bedingte Entscheidung abhängig davon getroffen wird, ob die absolute Größe eines eingegebenen Werts größer oder kleiner als ein vorab eingestellter Schwellwert ist. Der Schwellwert kann zum Beispiel auf  $11$  voreingestellt sein, falls ein Fehler bis zu zwei Bits aus  $16$  Bits zugelassen wird.

Falls die von der ersten Schwellwertentscheidungseinheit 356 getroffene Entscheidung angibt, daß der eingegebene Wert größer ist, wird dieser Wert an einen Addierer 357 angelegt, der diesen Wert und einen in einem Register 358 gespeicherten Wert addiert, wobei das Ergebnis dieser Addition in dem Register 358 gespeichert wird. Darüber hinaus gibt die Schwellwertentscheidungseinheit an den Adreßzähler 353 einen Befehl zum Inkrementieren des in dem internen Speicher gespeicherten Werts  $l$  um eins ab. Ferner gibt sie einen Befehl an den Adreßzähler 354 zum Inkrementieren des in dem internen Speicher gespeicherten Werts  $r$  um den Wert  $M$  ab.

Wenn andererseits der Wert der Kreuzkorrelation  $C_x(l, r)$  kleiner ist als der vorab eingestellte Schwellwert, wird das Register 358 rückgesetzt. Die Entscheidungseinheit 356 gibt dann einen Befehl zum Rücksetzen des internen Speichers an den Adreßzähler 353 ab und führt weiterhin dem Adreßzähler 354 einen Befehl zu, der angibt, daß der in dem internen Speicher gespeicherte Wert  $r'$  um eins hochzustufen ist, wonach sich das Ersetzen des Werts  $r$  in dem internen Speicher durch den Wert  $r'$  anschließt. Diese Befehle für die Adreßzähler 353 und 354 werden synchron ausgegeben, wobei dieser Zeitpunkt durch die Schleifensteuereinrichtung 360 zur Einleitung der nächsten Schleife erfaßt wird.

Solange das an der ersten Schwellwertentscheidungseinheit 356 anliegende Eingangssignal kontinuierlich größer ist als der vorab eingestellte Schwellwert, wird der Inhalt des internen Speichers des Adreßzählers 353 kontinuierlich von  $l = 0$  auf  $l = L - 1$  erhöht. Schließlich gibt die erste Schwellwertentscheidungseinheit 356 den Kreuzkorrelationswert  $C_x(l, r)$  an den Addierer 357 ab. Wenn der interne Speicher des Adreßzählers 353 bei dem nächsten Mal um eins hochgestuft wird, erfaßt die Schleifensteuereinrichtung 360, daß dieser Wert den Wert  $L$  erreicht hat, und leitet folglich den Betrieb gemäß dem zweiten Block 372 während der nächsten Schleife ein.

Bei dem zweiten Block 372 wird ein Wert, der in dem Register 368 des ersten Blocks 371 gespeichert ist, an eine zweite Schwellwertentscheidungseinheit 361 angelegt. Wenn die absolute Größe dieses Werts größer ist als ein vorab eingestellter Schwellwert, wird eine Entscheidung getroffen, daß eine Übereinstimmung zwischen den demodulierten Daten in dem Datenpuffer 351 und dem von dem Datenpuffer 352 abgegebenen PN-Muster erreicht ist, oder daß die Synchronisation der PN-Phase erzielt ist.

Falls die absolute Größe des Werts, der in dem Register 358 gespeichert ist, den vorabeingestellten Schwellwert nicht überschreitet, wird ein Befehl an den Adreßzähler 353 zur Rücksetzung des Werts  $l$  in dessen internen Speicher abgegeben, und es wird ein weiterer Befehl an den Adreßzähler 354 zur Inkrementierung des in dessen internen Speicher gespeicherten Werts  $r'$  um eins abgegeben. Diese Vorgänge werden durch die Schleifensteuereinrichtung 360 erfaßt, die den nächsten Schleifenbetrieb in dem ersten Block 371 einleitet. Auf diese Weise wird nach einem Muster, das mit den erfaßten, gesendeten bzw. übertragenen Daten synchronisiert ist, in der oder den PN-Folgen gesucht, die in dem Datenpuffer 352 enthalten sind. Anfänglich wird  $x = i$  gewählt, um den Kanal  $I$  ( $I$ -Kanal) zu durchsuchen. Wenn  $r' = P (= 2^{15})$  ist, erfolgt ein Wechsel zu  $r' = 0$  und  $x = q$ , um hierdurch den Kanal  $Q$  ( $Q$ -Kanal) zu durchsuchen, bevor  $r = r'$  eingestellt wird.

Nach der Erzielung der Synchronisation wird aus dem Datenpuffer 352 ein PN-Muster erhalten, das den gesendeten Daten entspricht, die auf der Grundlage der zu diesem Zeitpunkt in dem internen Speicher des Adreßzählers 354 gespeicherten Werten  $r'$  und  $x$  erfaßt werden. Wenn das Vorzeichen des Werts in dem Register 358 mit "SIGN" bezeichnet wird, sind die gesendeten bzw. übertragenen Daten, die den erfaßten übertragenen Daten entsprechen, in folgender Weise gegeben:

wenn  $x = i$

$$a(n) = \text{SIGN} \cdot i(r' + n) \quad (60)$$

$$b(n) = \text{SIGN} \cdot q(r + n) \quad (61)$$

wenn  $x = q$

$$a(n) = \text{SIGN} \cdot q(r' + n) \quad (62)$$

$$b(n) = -\text{SIGN} \cdot i(r + n + 1) \quad (63)$$

Hierbei sind die Daten, die durch die PN-Phasensynchronisierung erhalten werden, erneut mit  $a(n)$  und  $b(n)$  bezeichnet. Die Phase  $r'$  für die demodulierten Daten der erfaßten PN-Folgen wird zur Berechnung des zeitlichen Ausrichtungsfehlers verwendet. Falls die demodulierten Daten einen Fehler enthalten, werden Daten, die durch die PN-Phasensynchronisierung erhalten werden, oder die Daten von dem Datenpuffer 352 gleich denjenigen, die korrekt übertragen werden. Falls demzufolge ein Fehler in den demodulierten Daten vorhanden ist, die durch die in Fig. 5 gezeigten Datendemodulatoren 18 und 19 erhalten werden, werden korrekte demodulierten Daten, bei denen der Fehler korrigiert ist, an den Referenzsignalgenerator 21 angelegt. Es ist möglich, einen Chip-Fehler bzw. Abschnitts-Fehler in dem gesendeten bzw. übertragenen Signal zu erfassen und/oder eine Fehlerrate dadurch zu schätzen, daß die demodulierten Daten mit den von dem Datenpuffer 352 stammenden Daten verglichen werden, die durch die PN-Phasensynchronisierung erhalten wurden.

Im folgenden wird ein Verfahren zur Berechnung eines zeitlichen Ausrichtungsfehlers unter Verwendung der PN-Phase  $r'$  beschrieben, die durch die PN-Synchronisiereinheit 20 erhalten wird. Wie in Fig. 15 gezeigt ist, wird ein Triggersignal bzw. Auslösesignal 413 von dem Pilotsignalgenerator 401 (Fig. 13) an die Meßeinheit 403 synchron mit der PN-Folge 412 des Pilotsignals angelegt. Wenn der PN-Codegenerator zum Beispiel ein Schieberegister mit 15 Stufen aufweist, gibt es eine Position in der PN-Folge, bei der 14 Nullen unmittelbar aufeinanderfolgen. Eine weitere Null wird an dem Ende einer solchen Folge hinzugefügt, um hierdurch das Ende der PN-Folge festzulegen.

Daher ist ein Trigger- bzw. Auslösesignal 413 derart bestimmt, daß sein Impuls genau an einem mittleren Punkt zwischen der letzten Null in der Folge von 15 Nullen, und der nächsten 1 oder dem Zeichenpunkt ansteigt, wobei die Messung von diesem Zeitpunkt ab begonnen wird. Wenn eine zeitliche Position des Triggersystems 413 gemäß der Messung ab dem führenden Zeichenpunkt in der PN-Folge 412 in dem Kanal I des Pilotsignals mit  $n\text{Trig}$  bezeichnet wird, ist  $n\text{Trig}$  bei dem in Fig. 15 gezeigten Beispiel gleich 14,5 (in Chipeinheiten bzw. Abschniteinheiten).

Da die Phasensynchronisation der PN-Folge im Hinblick auf die demodulierten Daten  $a(n)$  414 stattfindet, ist es notwendig, die zeitliche Position des führenden Symbolpunkts in den demodulierten Daten zu kennen. Da das führende bzw. vordere Ende der Meßdaten in dem in Fig. 1 gezeigten Pufferspeicher 5 den Zeitpunkt des Anstiegs des Auslösesignals repräsentiert, ist es ausreichend, eine bestimmte Anzahl von Daten zu kennen, denen die demodulierten Daten 414 entsprechen, und zwar bei einer Zählung ab dem führenden Ende des in Fig. 1 gezeigten Speichers 5. Es ist anzumerken, daß der führende Zeichenpunkt in den demodulierten Daten 414 gegenüber dem führenden Ende der Meßdaten um eine Größe versetzt ist, die einer Summe aus einer Verzögerung  $D_f$ , die durch die digitale Filterung mit endlicher Impulsantwort seitens der in Fig. 5 gezeigten Tiefpaßfilter 13 und 14 hervorgerufen wird, und der Position ( $D_c$ ) des ersten Zeichenpunkts in dem Realteil des Meßsignals  $Z(k)$  (gezählt in Abtasteinheiten) entspricht. Die Position des ersten Zeichenpunkts in dem Realteil des Meßsignals  $Z(k)$  ist wie folgt gegeben.

$$n\text{Trig} \cdot T_c + (D_f + D_c) \cdot T_s$$

Hierbei ist auf den führenden Zeichenpunkt in der PN-Folge 412 des Pilotsignals des Kanals I Bezug genommen. Falls die demodulierten Daten 414 des Realteils auf der anderen Seite der PN-Folge 412 des Pilotsignals des Kanals I entsprechen, repräsentiert die PN-Phase  $r'$ , die in der PN-Phasensynchronisiereinheit 20 erhalten wird, die PN-Phase des ersten Zeichenpunkts, die als  $n\text{Sync}$  bezeichnet werden kann.

Wie aus Fig. 15 ersichtlich ist, ist der zeitliche Ausrichtungsfehler  $T_{\text{er}}$  dann in folgender Weise gegeben:

$$T_{\text{er}} = (n\text{Trig} - n\text{Sync}) \cdot T_c + (D_f + D_c) \cdot T_s \quad (64)$$

Falls alternativ hierzu die demodulierten Daten 414 des Imaginärteils der PN-Folge des Pilotsignals des Kanals I entsprechen, repräsentiert die PN-Phase  $r'$  die in der PN-Phasensynchronisiereinheit 20 erhalten wird, die PN-Phase des ersten Zeichenpunkts in dem Imaginärteil, und es ist demzufolge der zeitliche Ausrichtungsfehler  $T_{\text{er}}$  in folgender Weise gegeben:

$$T_{\text{er}} = (n\text{Trig} - n\text{Sync} + (1/2)) \cdot T_c + (D_f + D_c) \cdot T_s \quad (65)$$

Da der in dieser Weise erhaltene zeitliche Ausrichtungsfehler  $T_{\text{er}}$  die Auflösung der Abtastperiode  $T_s$  repräsentiert, kann er mit  $\tau_2$  addiert werden, das während der Schätzung der Taktphase erhalten wird, die in der die feine Parameterabschätzung durchführenden Schätzereinheit 23 durchgeführt wird. Durch diese Addition ergibt sich ein zeitlicher Ausrichtungsfehler mit höherer Genauigkeit.

Bei dem in Fig. 15 dargestellten Synchronisationsverfahren kann die Erzielung der Phasensynchronisation in einem Fall, bei dem das Ergebnis der Berechnung in der den Kreuzkorrelationswert berechnenden Rechenein-

heit 355 einen ersten Schwellwert überschreitet, dann geschätzt werden, wenn die Kreuzkorrelationswerte für alle unterteilten Untervektoren den ersten Schwellwert überschreiten, wobei diese Bewertung statt der kumulativen Aufsummierung von Korrelationswerten durchgeführt wird.

Bei einem gespreizten CDMA-Signal gemäß der QUALCOMM Company kann die PN-Phase  $r'$  oder  $n\text{Sync}$  auch durch andere Methoden als gemäß dem vorstehend beschriebenen Beispiel ermittelt werden. Zum Beispiel kann ein in Fig. 16 dargestelltes Verfahren eingesetzt werden. Ausgangssignale von den in Fig. 5 gezeigten Tiefpaßfiltern 13 und 14 werden an ein angepaßtes (matched filter) Filter 501 für die erste PN-Folge bzw. an ein angepaßtes Filter 502 für die erste PN-Folge, sowie an ein angepaßtes Filter 503 für die zweite PN-Folge bzw. an ein angepaßtes Filter 504 für die zweite PN-Folge angelegt werden. Ein lokaler Oszillator bzw. Überlagerungsozillator 505, der zur Umwandlung der eingegebenen PN-Folge in das Basisbandsignal mittels der Multiplizierer 11 und 12 eingesetzt wird, legt an die Multiplizierer 11 und 12 ein Sinussignal und ein Cosinussignal an. Hierbei ist es nicht notwendig, daß das Sinussignal mit einem von einem Eingangsanschluß 10 erhaltenen Trägersignal synchronisiert ist. Von den angepaßten Filtern 501 und 504 abgegebene Ausgangssignale werden durch einen Addierer 506 addiert, wohingegen ein von dem angepaßten Filter 503 abgegebenes Ausgangssignal von einem von dem angepaßten Filter 502 abgegebenen Ausgangssignal durch einen Subtrahierer 507 subtrahiert wird.

Jedes von dem Addierer 506 abgegebene Ausgangssignal bzw. von dem Subtrahierer 507 abgegebene Ausgangssignal wird jeweils durch Multiplizierer 508 und 509 multipliziert bzw. quadriert, wonach diese Signale dann in einem Addierer 511 addiert werden und an einem Ausgangsanschluß 512 abgegeben werden. Falls erforderlich, kann der Arctangens der von dem Addierer 506 und dem Subtrahierer abgegebenen Ausgangssignale durch eine Recheneinheit 513 gebildet und an einem Ausgangsanschluß 514 abgegeben werden.

Wenn die Schwingfrequenz des Oszillators 505 bei dieser Anordnung mit der Trägerfrequenz des eingegebenen, gespreizten Signals übereinstimmt, und wenn zum Beispiel auch die Phase in Phase liegt, geben die angepaßten Filter 501 und 504 an ihren Ausgängen gleichzeitig Impulse zu einem Zeitpunkt ab, wenn die erste und die zweite PN-Folge mit der modulierten ersten bzw. zweiten PN-Folge des eingegebenen Signals übereinstimmen. Diese Impulse werden in dem Addierer 506 addiert, der dann einen Impuls abgibt. Die angepaßten Filter 502 und 503 erzeugen keine Impulse. Wenn die Phase der von dem Oszillator 505 abgegebenen Sinuswelle bei  $90^\circ$  bezüglich der Phase des Trägers des an dem Anschluß 10 eingegebenen Signals liegt, werden von den angepaßten Filtern 501 und 504 keine Impulse abgegeben. Jedoch erzeugen die angepaßten Filter 502 und 503 gleichzeitig Impulse mit entgegengesetzter Polarität, wenn eine Übereinstimmung hinsichtlich der modulierten ersten und zweiten PN-Folge des eingegebenen Signals auftritt. Diese Impulse werden in dem Subtrahierer 507 addiert, der einen Impuls abgibt. Aus der vorstehenden Beschreibung ist ersichtlich, daß Impulse jeweils gleichzeitig von dem Addierer 506 bzw. dem Subtrahierer 507 abgegeben werden, wenn eine Anpassung bzw. Übereinstimmung hinsichtlich der ersten und der zweiten gespreizten Folge des eingegebenen gespreizten Signals auftritt. Die Amplituden dieser von dem Addierer 506 bzw. dem Subtrahierer 507 abgegebenen Impulse hängen von den Phasen des von dem Oszillator 505 abgegebenen Schwingungssignals, bezogen auf das Trägersignal des eingegebenen gespreizten Signals, ab. Wenn daher die jeweiligen, von dem Addierer 506 bzw. dem Subtrahierer 507 abgegebenen Ausgangssignale in den Quadriereinheiten bildenden Multiplizierern 508 und 509 quadriert werden, und diese quadrierten Ausgangssignale dann in dem Addierer 511 addiert werden, wird ein Impuls dann erhalten, wenn eine Anpassung zwischen der ersten und der zweiten PN-Folge auftritt, falls keine Phasensynchronisation des Oszillators 505 mit dem Träger des eingegebenen Signals vorhanden ist. Das Zeitintervall ab dem Beginn des Betriebs der Meßeinheit 403 als Reaktion auf das Auslösesignal bis zu der Erzeugung eines Impulses durch den Addierer 511 repräsentiert die PN-Phase  $n\text{Sync}$ . Bei dieser Ausgestaltung ist es nicht notwendig, den Oszillator 505 mit dem Träger des eingegebenen Signals zu synchronisieren, so daß lediglich eine quasisynchrone Quadraturdetektion des eingegebenen Signals erforderlich ist. In dieser Hinsicht ist die Ausgestaltung vereinfacht. Weiterhin ist die Notwendigkeit hinsichtlich des in Fig. 15 dargestellten Verarbeitungsablaufs beseitigt, bei dem die Phase der PN-Folge sequentiell verschoben wird. Die Phase  $\theta$  des Trägers des eingegebenen Signals wird dadurch erhalten, daß in der Arctangens-Recheneinheit 513 der Arctangens des Quotienten gebildet wird, der durch Division des von dem Subtrahierer 507 abgegebenen Ausgangssignals durch das von dem Addierer 506 abgegebene Ausgangssignal erhalten wird, was  $\tan^{-1} \theta$  entspricht. Eine Änderung der Größe  $\theta$  zeigt an, daß ein Versatz zwischen der Trägerfrequenz des eingegebenen Signals und der Schwingfrequenz des Oszillators 505 vorhanden ist.

Ein über den Eingangsanschluß 10 eingegebenes, gespreiztes Signal, oder das Realteil-Signal und Imaginärteil-Signal eines durch Umwandlung des eingegebenen, gespreizten Signals gewonnenen komplexen Signals, die den jeweiligen, von den Tiefpaßfiltern 13 und 14 abgegebenen Ausgangssignalen entsprechen, werden mit einer Abtastrate abgetastet, die höher ist als die Datenrate, wodurch diese Signale in digitale Signale umgewandelt werden, die dann in Speichern gespeichert werden. Die gespeicherten Daten werden mit den Koeffizienten der angepaßten Filter multipliziert, und es werden die multiplizierten Werte miteinander addiert, wodurch der Verarbeitungsvorgang der angepaßten Filter erzielt wird. In diesem Fall findet die Multiplikation mit den Koeffizienten nicht im Hinblick auf alle jeweiligen Abtastdaten in dem Speicher statt, sondern lediglich bezüglich der jeweiligen Abtastwerte, die der Datenrate des gespreizten Signals entsprechen. Dies ist durch ein in Fig. 17 gezeigtes Äquivalenz-Schaltbild veranschaulicht. Diese Multiplikation und Addition wird sequentiell für eine Abtastdatengruppe wiederholt, die aufeinanderfolgend um einen Abtastwert versetzt wird. Wenn eine solche, angepaßte Filterverarbeitung bei in dem Speicher gespeicherten Daten in einer Weise eingesetzt wird, die den in Fig. 16 gezeigten, vier angepaßten Filtern 501 bis 504 entspricht, und wenn deren Ausgangssignale in gleichartiger Weise wie gemäß der Darstellung in Fig. 16 verarbeitet werden, läßt sich ein invers, bzw. um kehrt gespreiztes Ausgangssignal erhalten, was die Bestimmung der PN-Phase  $n\text{Sync}$  ermöglicht. In diesem Fall sind die Koeffizienten der angepaßten Filter entweder  $+1$  oder  $-1$ , und es besteht daher keine Notwendigkeit, ein

Produkt zu bilden, was eine Änderung des Vorzeichens mit anschließender Addition erfordert.

Vorstehend ist der Einsatz der vorliegenden Erfindung bei der Messung des OQPSK-Modulationssignals beschrieben. Jedoch ist die Erfindung auch bei der Messung einer Vielzahl von digitalen Quadraturmodulationssignalen wie etwa bei Quadraturamplitudenmodulation QAM, Phasenumtastungsmodulation PSK, Frequenzumtastungsmodulation FSK oder dergleichen einsetzbar. Wenn das modulierende Signal nicht gemäß dem CDMA-Schema ausgelegt ist, kann die PN-Phasensynchronisierungseinheit 20 durch eine Zeitreferenz-Extrahiereinrichtung bzw. -Gewinnungseinrichtung ersetzt werden. Die in Fig. 4 gezeigten Empfangsfilter 56 und 57 können in Abhängigkeit von dem modulierenden Signal eingesetzt werden, wobei ihre Eigenschaften derart ausgewählt werden, daß sie an die Norm angepaßt sind.

Im Hinblick auf die Zeitachsen-Gewinnungseinrichtung 20 ist in der Norm definiert, wie diese ein Burstsignal aus einem TDMA-Signal auswählen soll und bei welcher zeitlichen Lage sie die Wellenformqualität oder den Modulationsfaktor berechnen soll. Die Zeitachsen-Gewinnungseinrichtung wird bei der Extrahierung bzw. Ermittlung der Zeitachse für die Berechnung eingesetzt.

Demgemäß wird sie für die Messung des Frequenzfehlers  $\Omega_2$ , der Trägerphase  $\Phi_2$  und der Taktphase  $\tau_2$  nicht benötigt. Die Zeitachsen-Gewinnungseinrichtung 20 wird weiterhin für die Messung des zeitlichen Ausrichtungsfehlers benötigt. In Übereinstimmung mit der Erfindung ist es ausreichend, daß die Taktphase  $\tau_2$  und/oder der Frequenzfehler  $\Omega_2$  und/oder die Trägerphase  $\Phi_2$  gemessen werden, wobei die Messung der Wellenformqualität nicht immer notwendig ist. Darüber hinaus kann die Erfindung auch bei der Messung nicht nur der Wellenformqualität, sondern auch der Modulationsgenauigkeit, des Versatzes des IQ-Ursprungs oder dergleichen eingesetzt werden.

Bei der vorstehenden Beschreibung sind die Blöcke in jeder Zeichnung hauptsächlich durch ihre Funktionen dargestellt, die mit Hilfe eines digitalen Signalprozessors oder mittels Computer-Software ausgeführt werden können.

Wie vorstehend erläutert, werden die Parameter eines eingegebenen Quadraturmodulationssignals in Übereinstimmung mit der Erfindung einer groben Schätzung durch die die grobe Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit unterzogen, und es werden die hierbei gewonnenen Schätzwerte zur Korrektur eines komplexen Basisbandsignals eingesetzt. Anhand des korrigierten Basisbandsignals wird eine Datendemodulation vorgenommen und ein Referenzsignal hierdurch generiert. Parameter werden unter Verwendung dieser Daten und des Referenzsignals mit guter Genauigkeit in der die feine Parameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 23 geschätzt. Demgemäß ermöglicht die Erfindung eine synchrone Demodulation, ohne daß eine verzögerte Detektion bzw. Demodulation erforderlich ist, was die Messung von Parametern von Quadraturmodulationssignalen beliebigen Typs ermöglicht. Die Parameter können mit guter Genauigkeit bei einem Modulationsschema gemessen werden, das die Anforderungen, daß lediglich ein einfacher Punkt berücksichtigt werden muß, und daß eine Schätzung der Taktphase ohne den Einsatz der übertragenen Daten möglich ist, nicht erfüllt.

Anders ausgedrückt ist die die feine Parameterschätzung bewirkende Schätzeinheit 23 bei jedem beliebigen Modulationsverfahren erfindungsgemäß einsetzbar, sofern die Datendemodulation in der die grobe Parameterschätzung bewirkenden Schätzeinheit 15, der temporäre Referenzsignalgenerator und die Datendemodulatoren 18 und 19, die Zeitgewinnungseinrichtung 20, der Referenzsignalgenerator 21 und, falls erforderlich, die Empfangsfilter 56 und 57 in Übereinstimmung mit dem Modulationsverfahren (Modulationsschema) des eingegebenen Signals abgeändert werden.

Wenn die in Fig. 15 dargestellte Synchronisationsmethode eingesetzt wird, kann die Synchronisation in einem Zeitintervall erreicht werden, das kürzer ist als dasjenige, das dann erforderlich ist, wenn das Eingangssignal nicht in Teilfolgen unterteilt ist.

#### Patentansprüche

1. Parametermeßeinrichtung zur Parametermessung von digitalen Quadraturmodulationssignalen, mit einer ersten Einrichtung (7) zur Durchführung einer Quadraturdemodulation von eingegebenen, digitalen Quadraturmodulationssignalen, um hierdurch ein komplexes Basisbandsignal ( $Z/k$ ) in der Form einer digitalen Datenzeitfolge zu erzeugen,

einer zweiten Einrichtung (51) zur Durchführung einer groben Schätzung von Parametern des komplexen Basisbandsignals, um hierdurch Schätzwerte zu bilden, die zur Korrektur des komplexen Basisbandsignals eingesetzt werden,

einer dritten Einrichtung (54) zum Erfassen oder Demodulieren von Daten aus dem komplexen Basisbandsignal, das durch die zweite Einrichtung korrigiert ist,

einer vierten Einrichtung (52) zur Erzeugung eines dem eingegebenen Signal entsprechenden Referenzsignals unter Verwendung der erfaßten oder demodulierten Daten, und

einer fünften Einrichtung (23) zum Schätzen von Parametern der eingegebenen digitalen Modulationssignale unter Heranziehung des korrigierten, komplexen Basisbandsignals und des Referenzsignals.

2. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die zweite Einrichtung (51) eine sechste Einrichtung (104) zum Schätzen von Parametern anhand des komplexen Basisbandsignals mit einer Genauigkeit, die gröber ist als die durch die fünfte Einrichtung (23) durchgeführte Schätzung, und eine

siebte Einrichtung (105) zum Korrigieren des komplexen Basisbandsignals unter Heranziehung der durch die sechste Einrichtung geschätzten Parameter enthält.

3. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die sechste Einrichtung (104) einen Trägerfrequenzfehler ( $\Omega_1$ ) je Abtastwert, eine Trägerphase ( $\Phi_1$ ) und eine Taktphase ( $\tau_1$ ) schätzt.

4. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die durch die zweite Einrichtung (51) durchgeführte Korrektur eine Korrektur lediglich bezüglich des Frequenzfehlers ( $\Omega_1$ ) und der

Trägerphase ( $\Phi_1$ ) des komplexen Basisbandsignals darstellt, und daß die durch die dritte Einrichtung (54) bewirkte Datendemodulation mit einer der Taktphase  $\tau_1$  entsprechenden Zeitsteuerung stattfindet.

5. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die sechste Einrichtung (104) eine Einrichtung (111 bis 113) zum Multiplizieren einer komplexen Zahl, die eine einem aus einer Mehrzahl von Kandidaten für die Trägerphase entsprechende Phase besitzt, mit einer von mehreren Teilfolgen, die aus der Folge des komplexen Basisbandsignals für eine Phasenrotation unterteilt sind, eine Einrichtung (114 bis 117, 123) zur Durchführung einer Datendemodulation anhand der jeweiligen, phasengedrehten Signale an einer Mehrzahl von Symbol- bzw. Zeichenpunkten, die grobe Kandidaten bilden, eine Einrichtung zum Bilden eines temporären Referenzsignals anhand der demodulierten Daten, eine Einrichtung (118 bis 121, 124) zum Bilden einer Kreuzkorrelation zwischen jedem temporären Referenzsignal und dem phasengedrehten, komplexen Basisbandsignal, eine Einrichtung (122) zum Bestimmen der Taktphase ( $\tau_1$ ) anhand desjenigen der Kandidaten für die Zeichenpunkte, der einem Maximalwert der Kreuzkorrelationen entspricht, und eine Einrichtung (122) zum Hervorrufen einer Phasendrehung der verbleibenden Teilbänder, die aus der Folge des komplexen Basisbandsignals abgeteilt sind, um eine Phase, die dem maximalen Wert der Kreuzkorrelationen entspricht, enthält, wobei eine Erfassung von gleichartigen Kreuzkorrelationen gemäß den vorstehenden Angaben bezüglich der phasengedrehten Teilbänder zur Bestimmung und Aktualisierung der Taktphase eingesetzt wird und dieser Vorgang zur Bestimmung der Trägerphase ( $\Phi_1$ ) und des Frequenzfehlers ( $\Omega_1$ ) wiederholt wird.

6. Parametermeßeinrichtung gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die fünfte Einrichtung (23) eine achte (24) Einrichtung aufweist, die eine Einrichtung zum Schätzen der Taktphase ( $\tau_2$ ) anhand des korrigierten, komplexen Basisbandsignals und des Referenzsignals, sowie eine Einrichtung zum Bestimmen eines Symbol- bzw. Zeichenpunkts anhand der geschätzten Taktphase ( $\tau_2$ ) und zum Interpolieren des korrigierten, komplexen Basisbandsignals zu einem Signal umfaßt, das den Zeichenpunkt als seinen Abtastpunkt enthält, und daß die fünfte Einrichtung weiterhin eine neunte Einrichtung (25) zum Schätzen des Frequenzfehlers ( $\Omega_2$ ) und/oder der Trägerphase ( $\Phi_2$ ) anhand des interpolierten, komplexen Basisbandsignals und des Referenzsignals aufweist.

7. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die achte Einrichtung (24) eine zehnte Einrichtung (201, 202, 203) zum Filtern des korrigierten, komplexen Basisbandsignals mit drei Filtercharakteristiken, die Koeffizientenfolgen aufweisen, die durch drei Koeffizienten der quadratischen Funktion bezüglich der Phase ( $\tau$ ) repräsentiert sind, eine elfte Einrichtung (204, 205, 206) zur Bildung einer Kreuzkorrelation zwischen den drei gefilterten Signalen und dem Referenzsignal, eine zwölfte Einrichtung (207), bei der eine quadratische Funktion von  $\tau$  mit drei durch Ergebnisse dieser Kreuzkorrelationen gebildeten Koeffizienten zur Bestimmung eines Werts von  $\tau$ , der den Wert der quadratischen Funktion maximiert, eingesetzt wird, und dieser Wert von  $\tau$  als die Taktphase ( $\tau_2$ ) gewählt wird, und eine dreizehnte Einrichtung (208) enthält, bei der die drei durch die zehnte Einrichtung erhaltenen Filterergebnisse und die Taktphase ( $\tau_2$ ) zur Bildung des interpolierten Signals eingesetzt werden.

8. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die neunte Einrichtung (25) eine vierzehnte Einrichtung (221) zur Bildung einer Kreuzkorrelation zwischen dem interpolierten, komplexen Basisbandsignal und dem Referenzsignal, eine fünfzehnte Einrichtung (226) zur Bestimmung einer Phasendifferenz des interpolierten, komplexen Basisbandsignals relativ zu dem Referenzsignal anhand eines durch die vierzehnte Einrichtung erhaltenen Ergebnisses und zum Wählen dieser Phasendifferenz als die Trägerphase ( $\Phi_2$ ), eine sechzehnte Einrichtung (224, 225) zur Bildung eines Produkts aus dem interpolierten, komplexen Basisbandsignal und jeder als Zeiteinheit verwendeten Folgezahl ( $k$ ) einer Folge von Signalabtastwerten sowie  $k^2$ , eine siebzehnte Einrichtung (222, 223) zur Bildung einer Kreuzkorrelation zwischen jedem der mittels der durch die sechzehnte Einrichtung gebildeten Produkte mit  $k$  und  $k^2$  und dem Referenzsignal, eine achtzehnte Einrichtung (230, 231) zur Bildung eines Produkts zwischen den Ergebnissen der beiden durch die siebzehnte Einrichtung gebildeten Kreuzkorrelationen und eines Ergebnisses der durch die vierzehnte Einrichtung gebildeten Kreuzkorrelation, und eine neunzehnte Einrichtung (229) zum Dividieren eines Imaginärteils des durch die achtzehnte Einrichtung gebildeten Produkts mit  $k$  durch den Realteil des durch die achtzehnte Einrichtung gebildeten Produkts mit  $k^2$ , um hierdurch den Frequenzfehler ( $\Omega_2$ ) zu bilden, enthält.

9. Parametermeßeinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, gekennzeichnet durch eine Verzögerungseinrichtung zum Verzögern der Demodulation des Imaginärteils des korrigierten, komplexen Basisbandsignals um eine halbe Taktperiode während der Datendemodulation mittels der dritten Einrichtung, wenn das eingegebene digitale Quadraturmodulationssignal ein OQPSK-Signal ist, und eine zwanzigste Einrichtung (371, 372) zum Synchronisieren von lokalen ersten und zweiten PN-Folgen in Bezug auf die demodulierten, durch die dritte Einrichtung erhaltenen Daten und zum Abgeben von Teilfolgen der synchronisierten, lokalen ersten und zweiten PN-Folgen als demodulierte Daten an die vierte Einrichtung (52).

10. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß die zwanzigste Einrichtung eine Unterteilungseinrichtung (351, 352) zum Unterteilen einer der Datenfolgen aus den durch die dritte Einrichtung demodulierten Realteildaten und den Imaginärteildaten sowie der lokalen ersten und zweiten PN-Folgen in Teilfolgen mit gleicher Länge, eine Einrichtung zum Herausgreifen einer bestimmten Teilfolge aus den Daten und einer bestimmten Teilfolge aus der führenden, lokalen PN-Folge, eine Entscheidungseinrichtung (356) zum Berechnen einer Korrelation zwischen den beiden herausgegriffen Teilfolgen und zum Bestimmen, ob der Korrelationswert einen ersten Schwellwert überschreitet oder nicht, eine Verschiebeeinrichtung (354) zum Verschieben der Position in der lokalen ersten und zweiten PN-Folge, von der die Teilfolge herausgegriffen ist, um jeweils eine Datenstelle für eine Rückführung zu der zum Herausgreifen

dienenden Einrichtung, wenn die Entscheidungseinrichtung (356) bestimmt, daß der Korrelationswert den ersten Schwellwert nicht überschreitet, eine Teilfolgen-Aktualisierungseinrichtung (354, 361) zum Ändern der Position in der Daten-Teilfolge, aus der die Teilfolge herausgegriffen ist, zu der nächsten Teilfolge sowie zum Ändern der Position in der lokalen PN-Folge, von der die Teilfolge herausgegriffen ist, zu der nächsten Teilfolge, wobei diese beiden Teilfolgen zu der zum Herausgreifen dienenden Einrichtung zurückzuführen sind, wenn die Entscheidungseinrichtung bestimmt, daß der Korrelationswert den ersten Schwellwert überschreitet, und eine Einrichtung (360) zum Ermitteln der Erzielung einer Synchronisation umfaßt, wenn alle herausgegriffenen Daten-Teilfolgen Korrelationswerte aufweisen, die den ersten Schwellwert überschreiten.

11. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß die Teilfolgen-Aktualisierungseinrichtung eine Einrichtung (357) zum kumulativen Addieren eines Korrelationswerts dann, wenn die Entscheidungseinrichtung (356) ermittelt, daß dieser Korrelationswert größer ist als der erste Schwellwert, und zum Rücksetzen der durch die kumulative Addition gebildeten Summe dann, wenn die Entscheidungseinrichtung (356) erkennt, daß der Korrelationswert kleiner ist als der erste Schwellwert, und die Einrichtung zum Ermitteln der Erzielung einer Synchronisation dann, wenn die durch die kumulative Addition gebildete Summe einen zweiten Schwellwert überschreitet, falls alle Daten-Teilfolgen kontinuierlich den Schwellwert überschreiten, sowie zur Verschiebung zu der Verschiebeeinrichtung in den anderen Fällen aufweist.

12. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 9, gekennzeichnet durch eine einundzwanzigste Einrichtung, die während der durch die zwanzigste Einrichtung bewirkten Synchronisation zur Erfassung einer Phasendifferenz der lokalen ersten und zweiten PN-Folge in bezug auf das eingegebene digitale Quadraturmodulationssignal, sowie zur Ermittlung eines zeitlichen Ausrichtungsfehlers anhand der Phasendifferenz dient.

13. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 9, gekennzeichnet durch eine Einrichtung (501, 502), bei der eine erste und zweite angepaßte Filterung auf der Basis der ersten PN-Folge bei einem Realteil bzw. einem Imaginärteil des komplexen Basisbandsignals eingesetzt wird, eine Einrichtung (503, 504) zum Durchführen einer dritten und einer vierten angepaßten Filterung auf der Basis der zweiten PN-Folge bezüglich des Realteils bzw. des Imaginärteils des komplexen Basisbandsignals, eine Einrichtung (506) zum Addieren des Ergebnisses der ersten angepaßten Filterung und des Ergebnisses der vierten angepaßten Filterung, eine Einrichtung (507) zum Addieren des Ergebnisses der zweiten angepaßten Filterung und des Ergebnisses der dritten angepaßten Filterung, eine Einrichtung (511) zur Bildung einer Summe aus jeweiligen Quadraten oder jeweiligen absoluten Größen der addierten, durch die beiden Addiereinrichtungen gebildeten Summen, eine Einrichtung (512) zum Bereitstellen des Summenausgangssignals als einen Zeitwert ab der Einleitung der Messung bis zur Erzielung eines ersten Impulses, und eine Einrichtung zum Bestimmen eines zeitlichen Ausrichtungsfehlers anhand des Zeitwerts.

14. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 9, gekennzeichnet durch eine Schalteinrichtung (31) zum Aktivieren der Verzögerungseinrichtung der dritten Einrichtung, wenn das eingegebene digitale Quadraturmodulationssignal ein OQPSK-Signal ist, und zum Deaktivieren der Verzögerungseinrichtung der dritten Einrichtung dann, wenn das eingegebene digitale Quadraturmodulationssignal kein OQPSK-Signal ist.

15. Parametermeßeinrichtung nach Anspruch 14, gekennzeichnet durch eine Schalteinrichtung (31) zum Einfügen oder Herausnehmen einer Filtereinrichtung in Abhängigkeit von dem Modulationsschema des eingegebenen digitalen Quadraturmodulationssignals, wobei die Filtereinrichtung bei ihrer Einfügung zwischen die oder von der zweiten Einrichtung einerseits und die dritte und fünfte Einrichtung andererseits, oder zwischen die oder von der vierten Einrichtung und die fünfte Einrichtung eingefügt wird.

Hierzu 15 Seite(n) Zeichnungen

மீனாட்சி

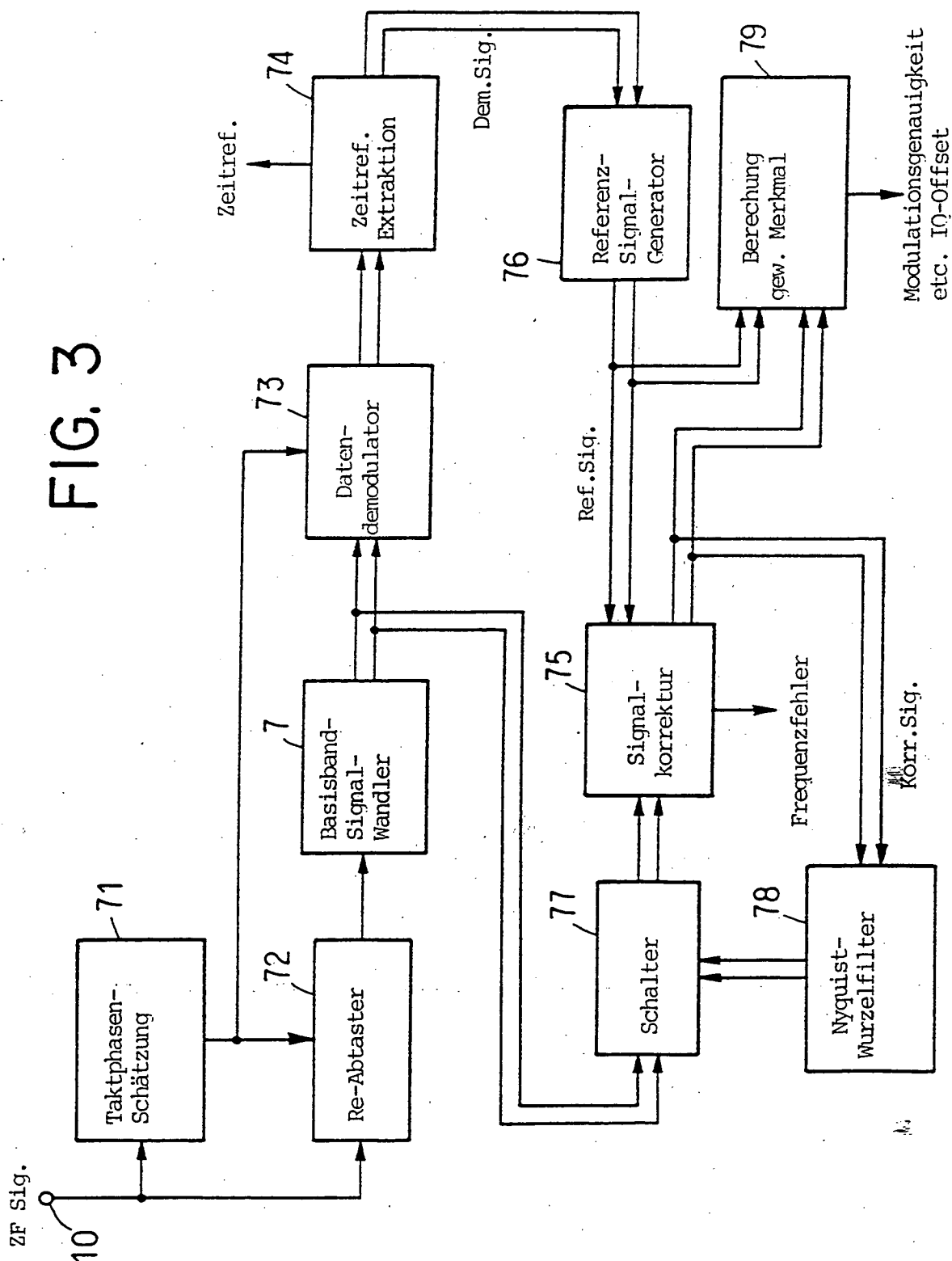




FIG. 4

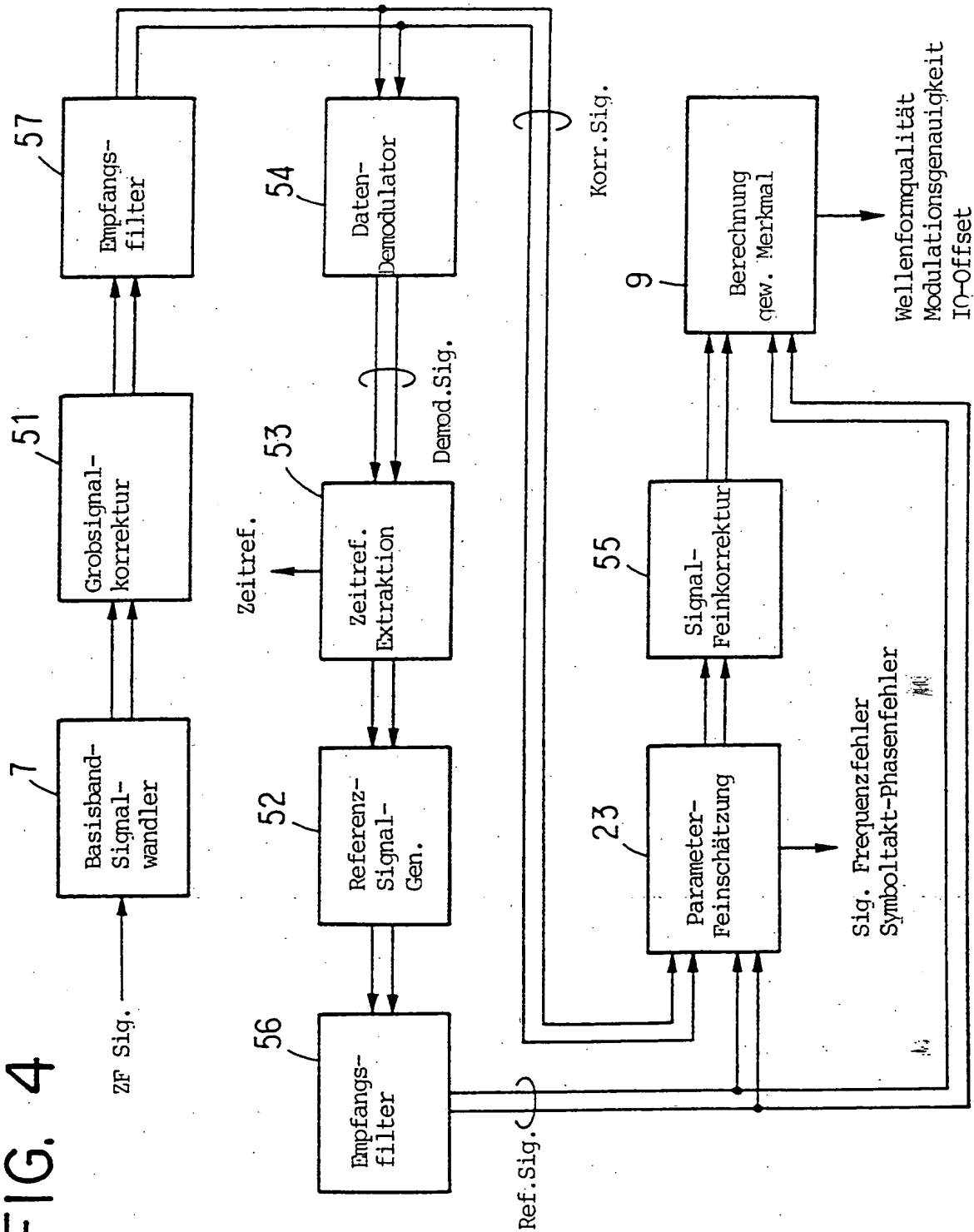


FIG. 5

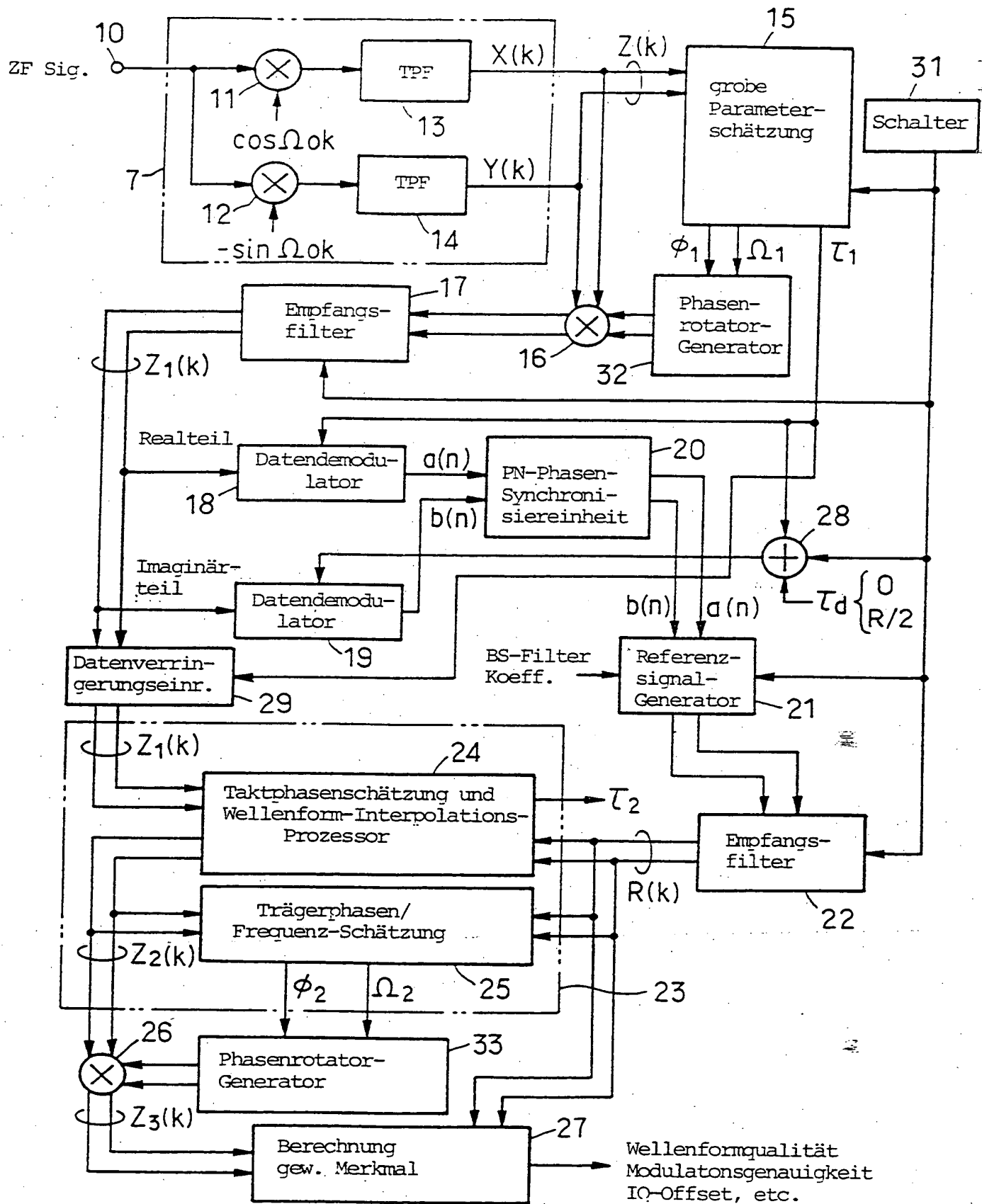


FIG. 6

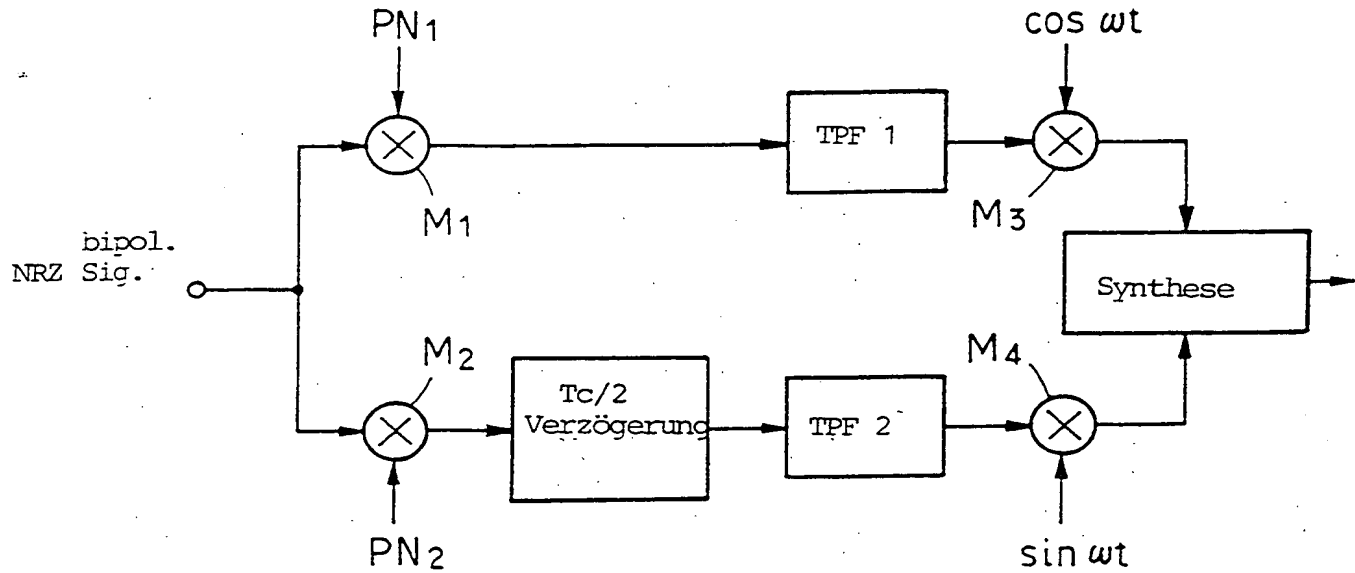


FIG. 7

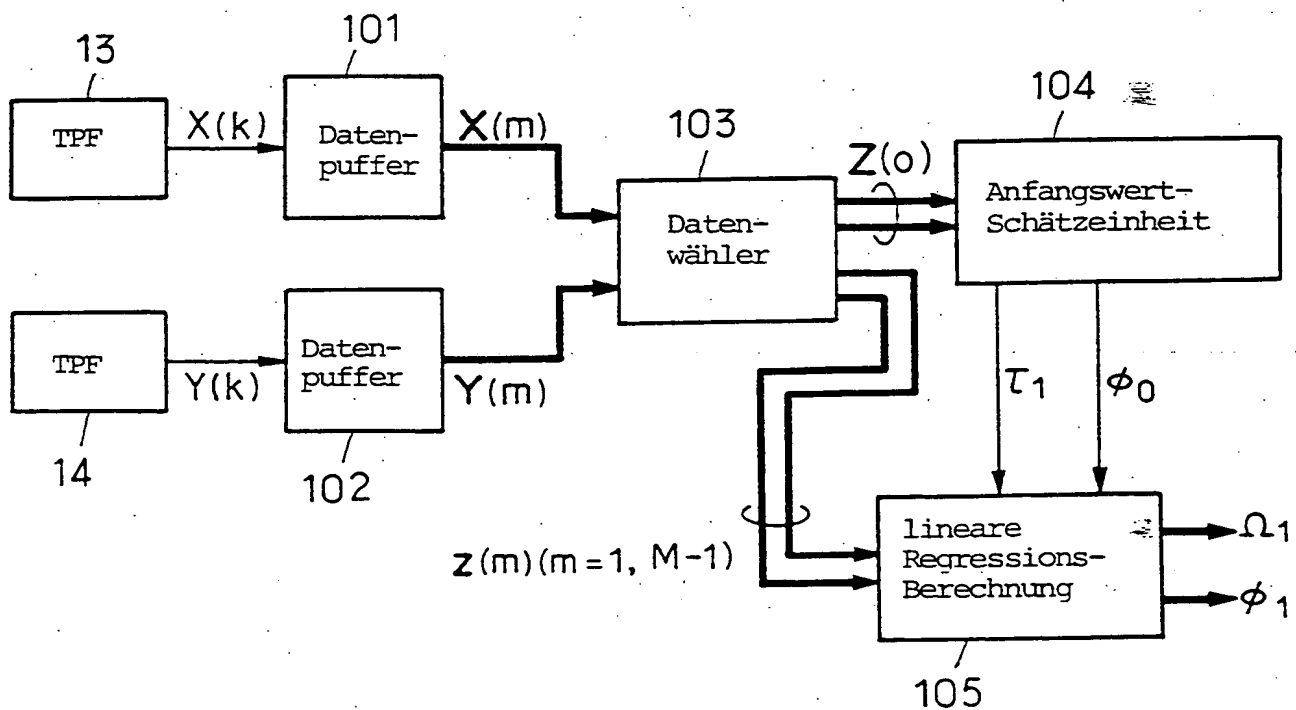


FIG. 8

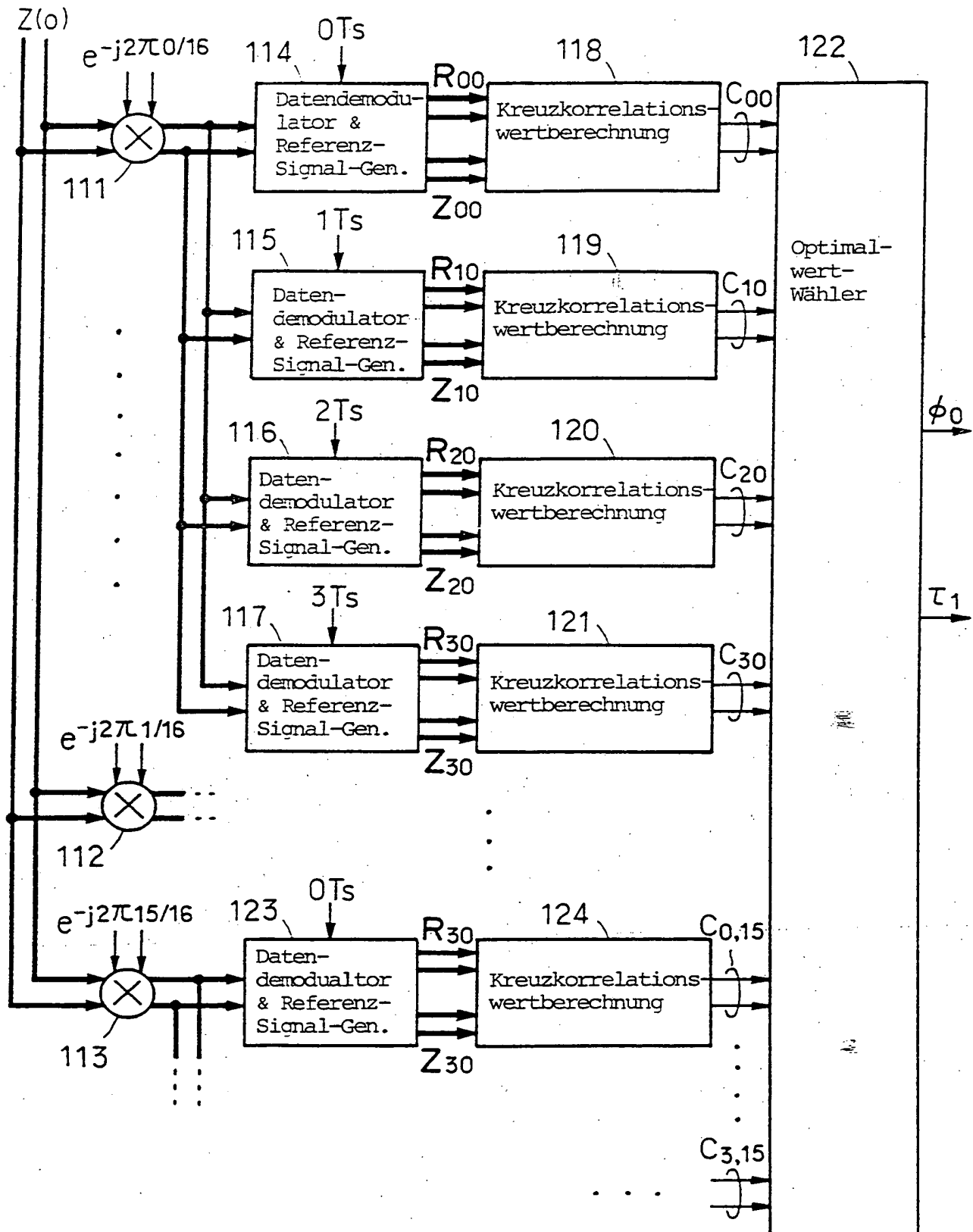


FIG. 9

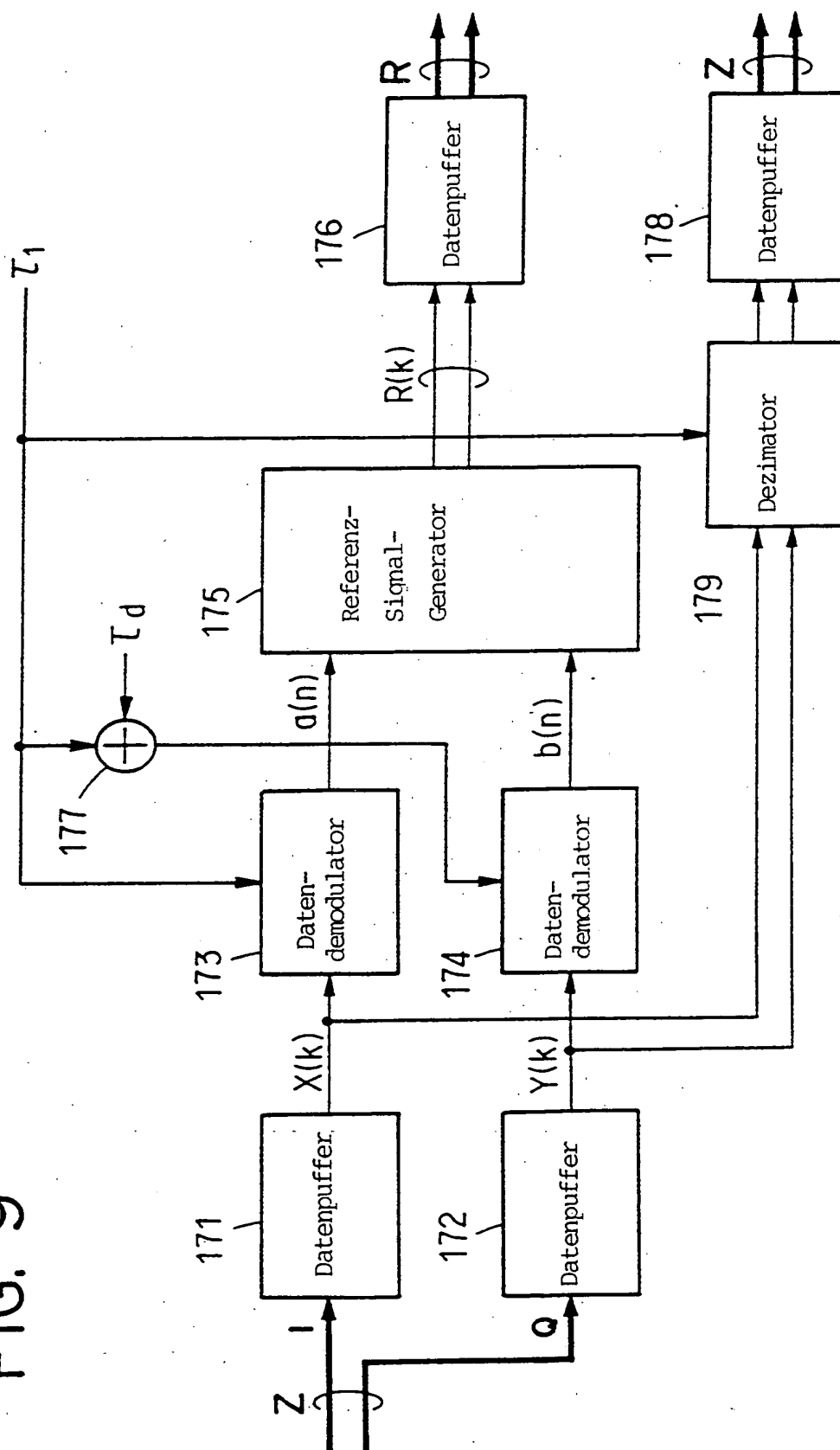


FIG. 10

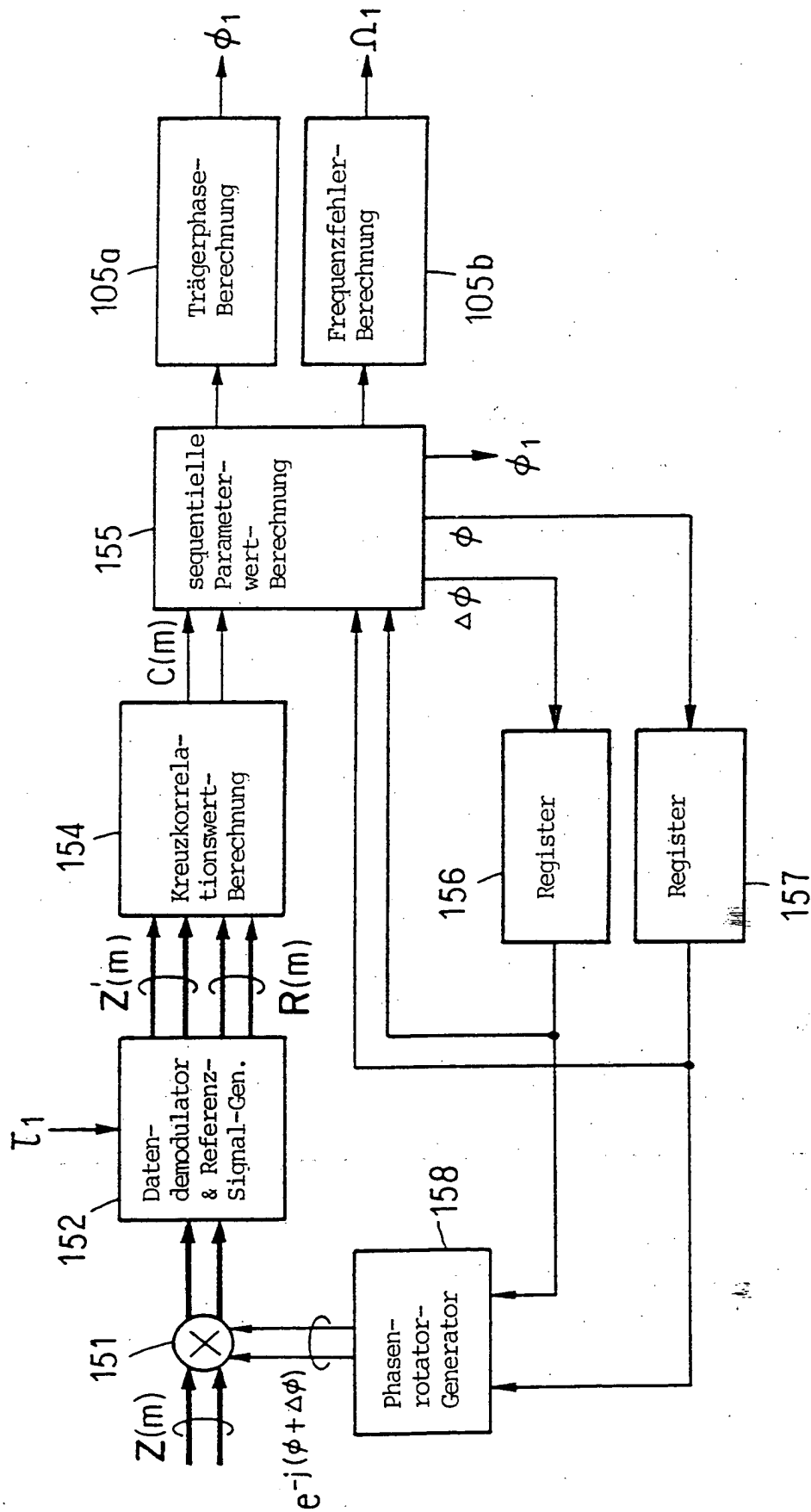


FIG. 11

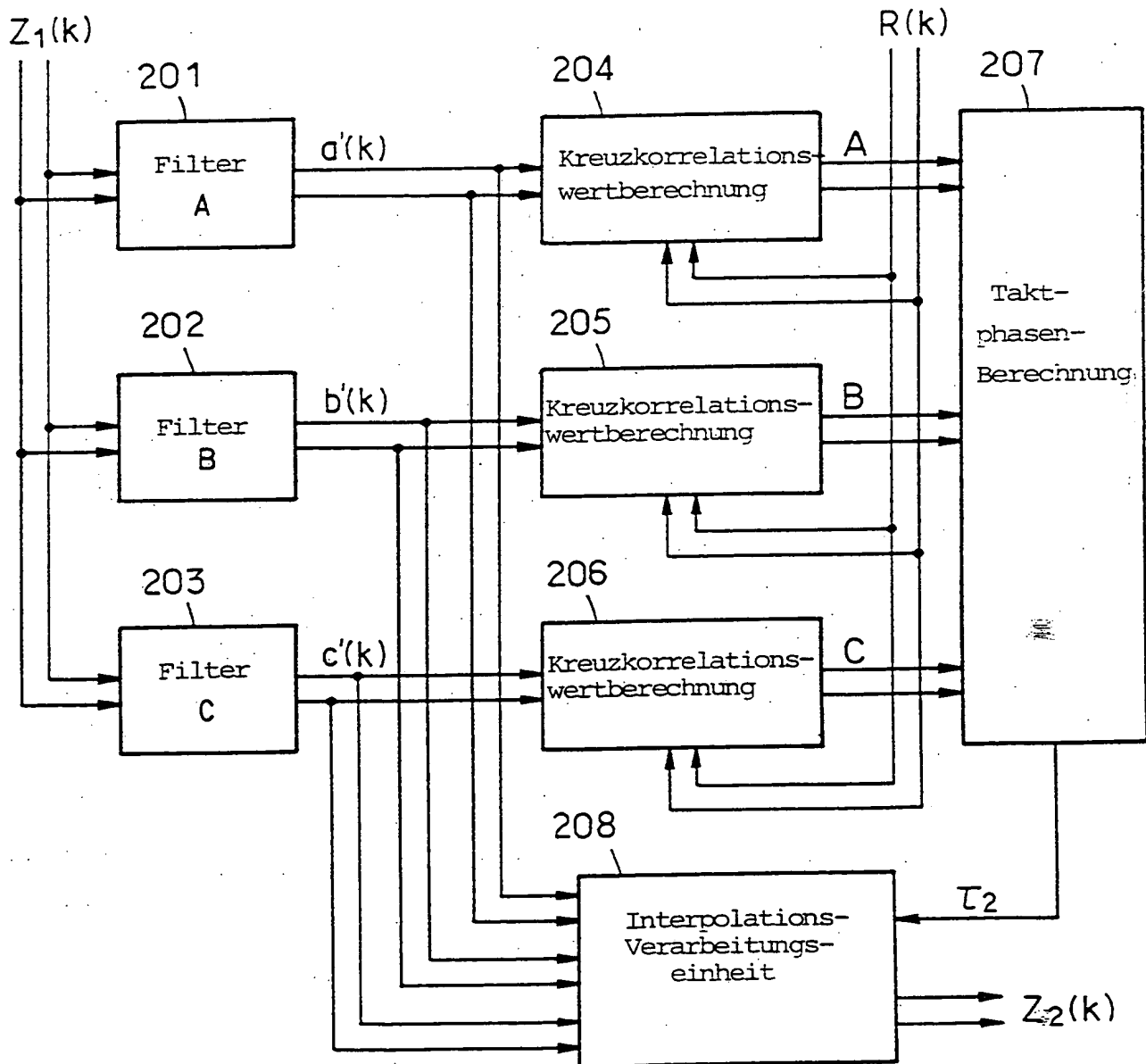




FIG. 12

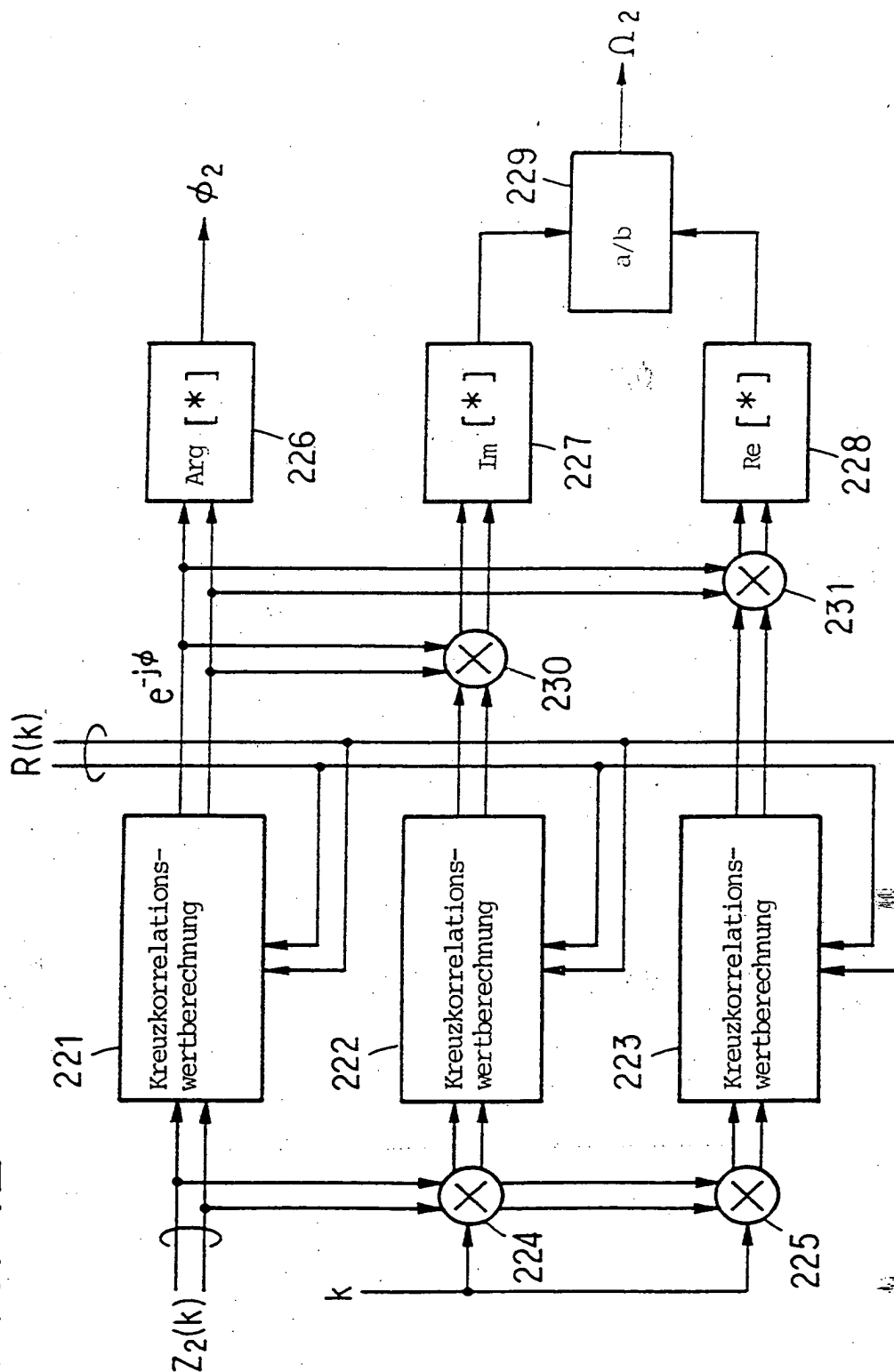


FIG. 13

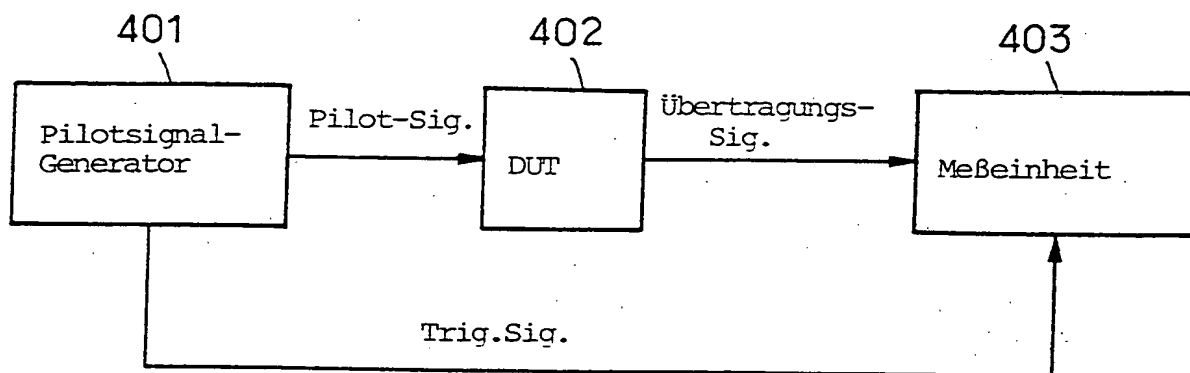


FIG. 14

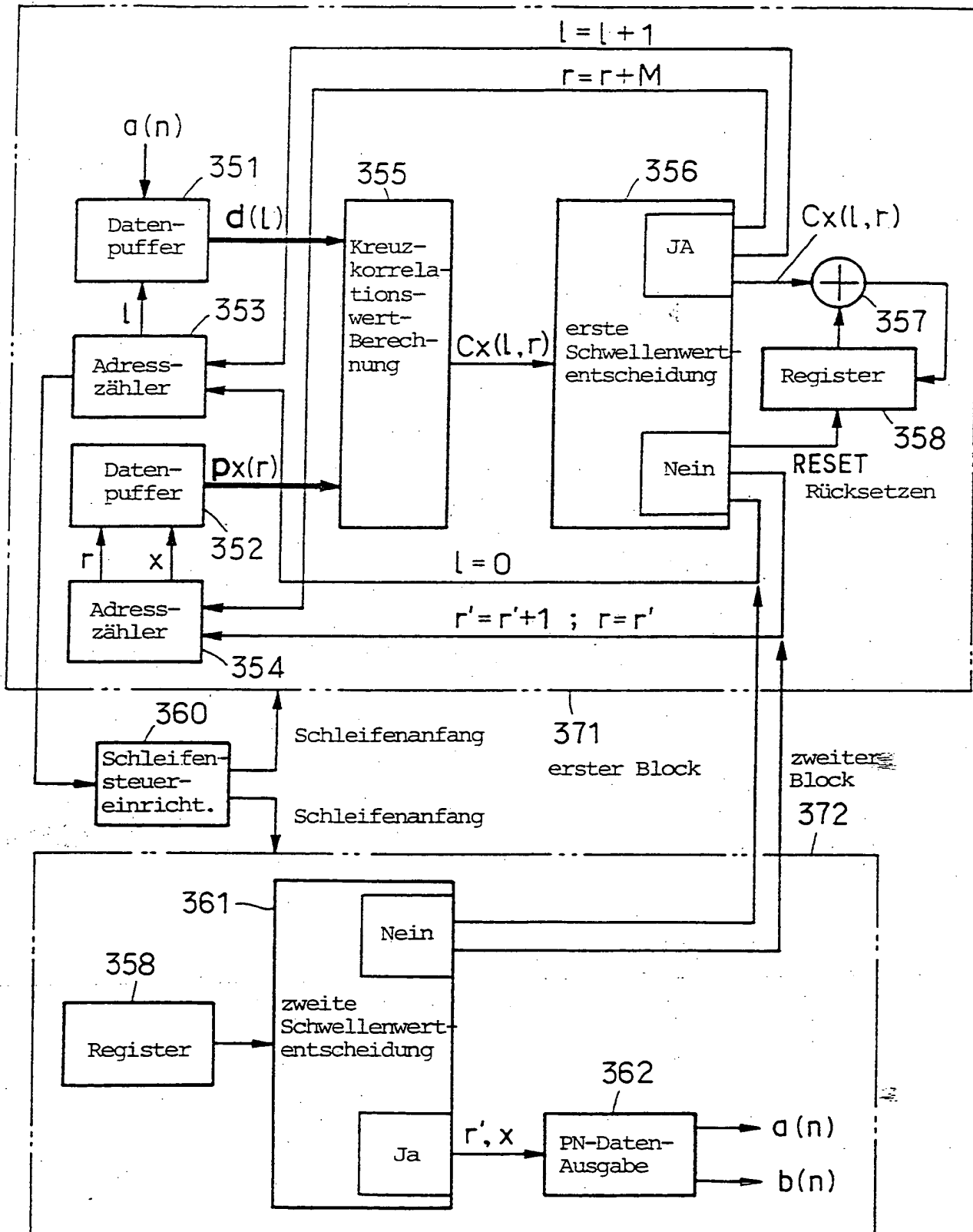


FIG. 15

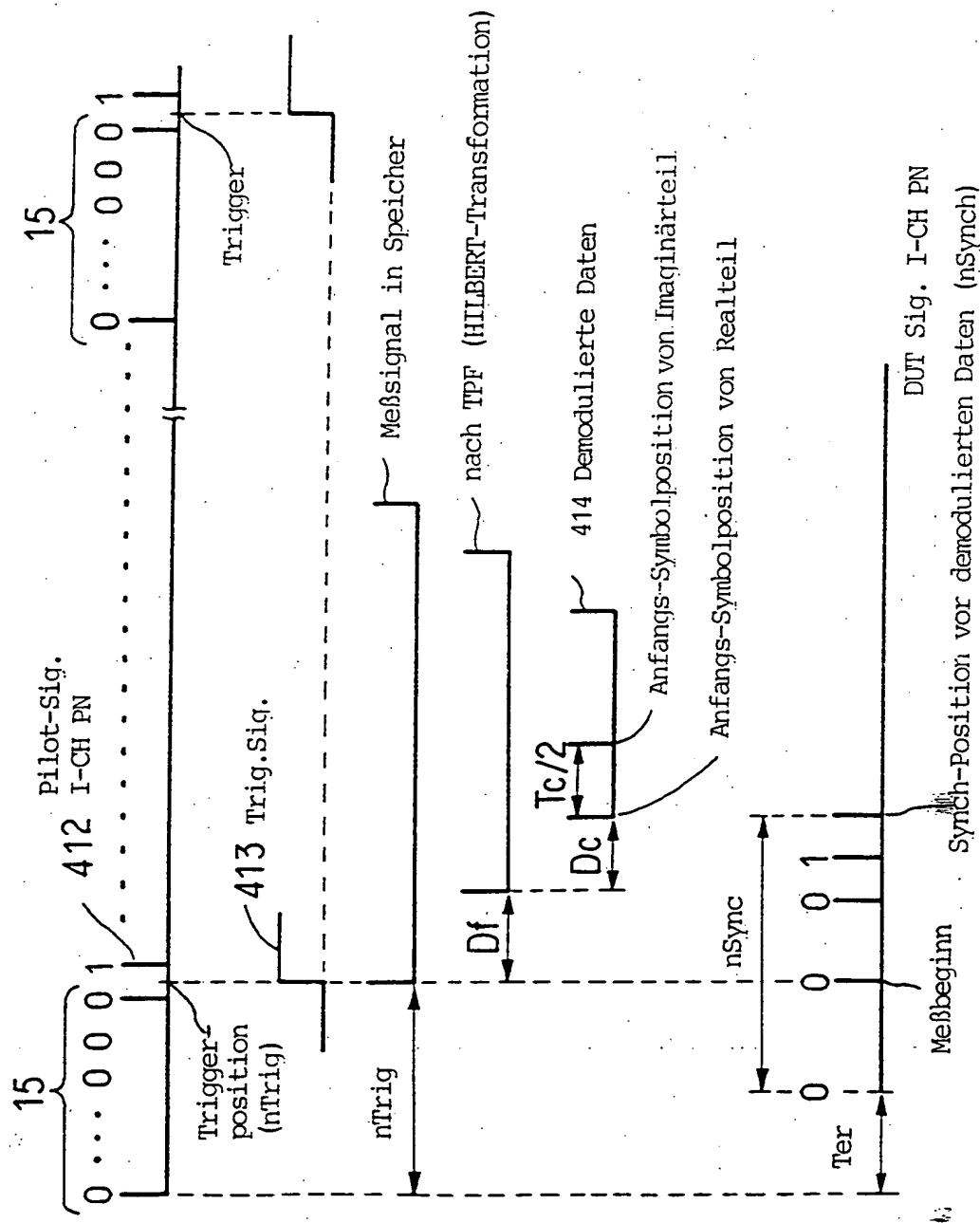


FIG. 16

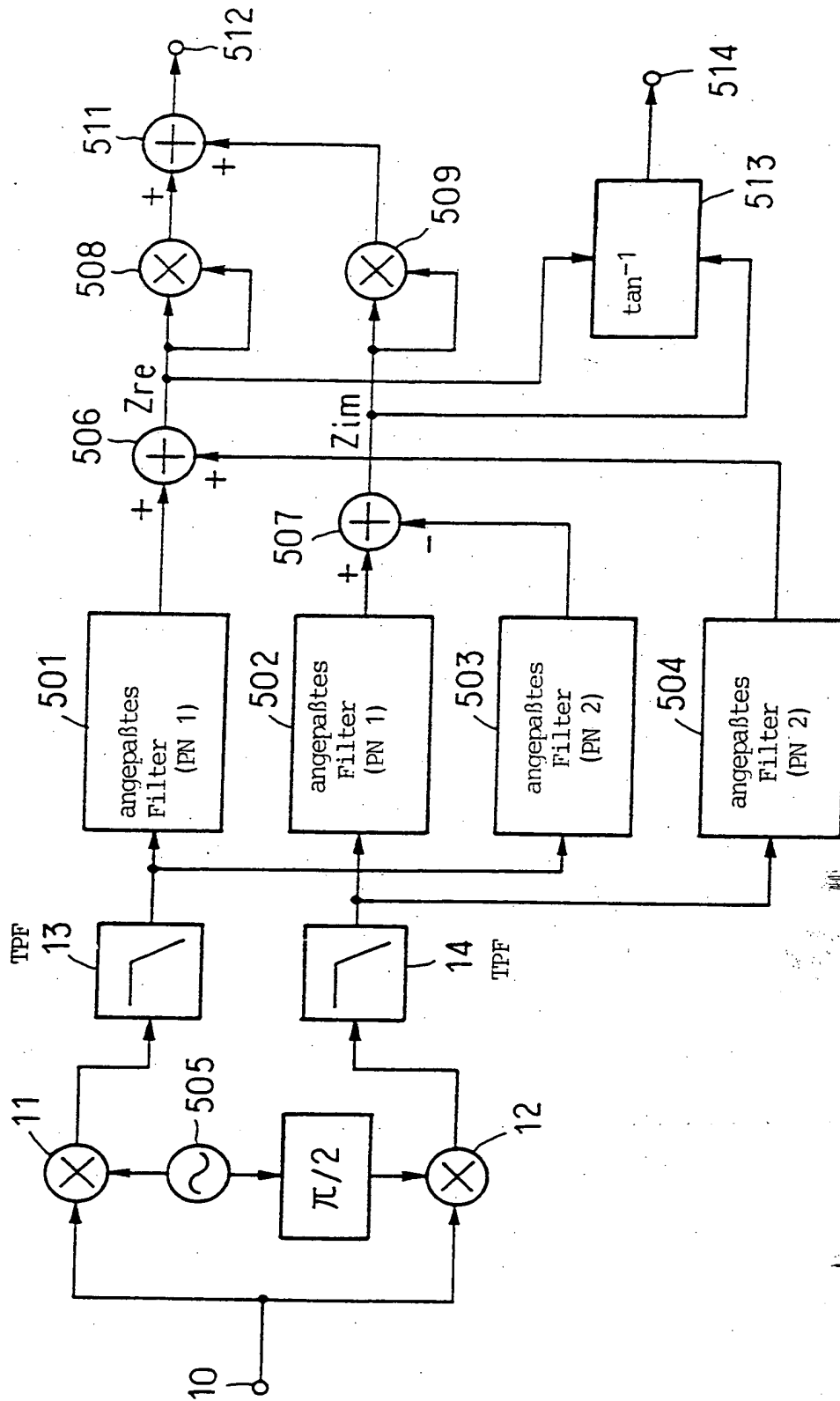


FIG. 17

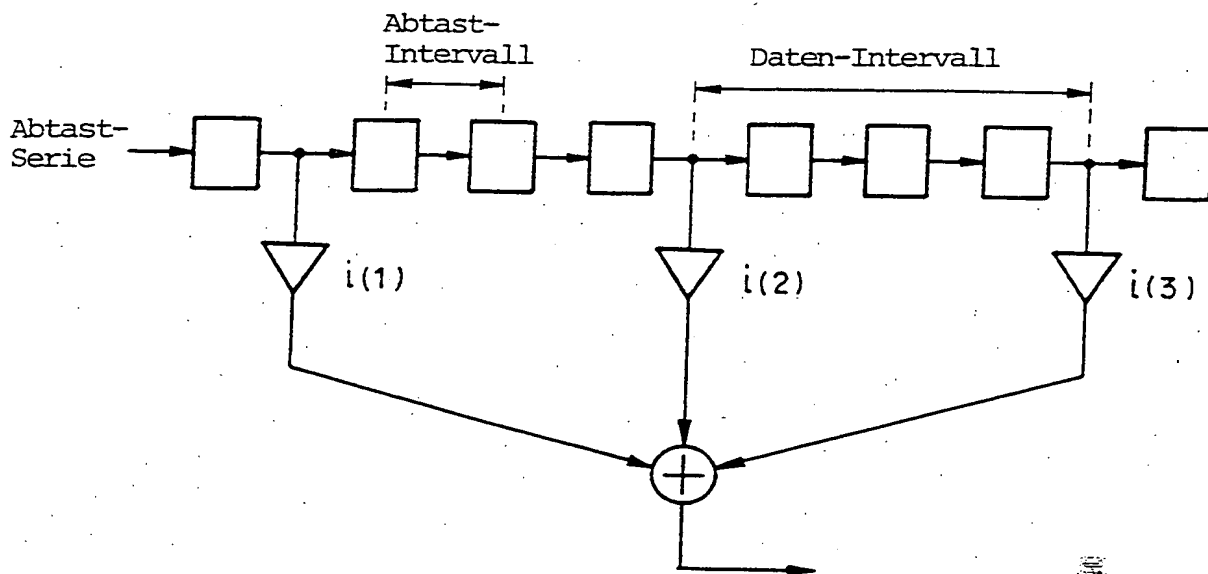


FIG. 1

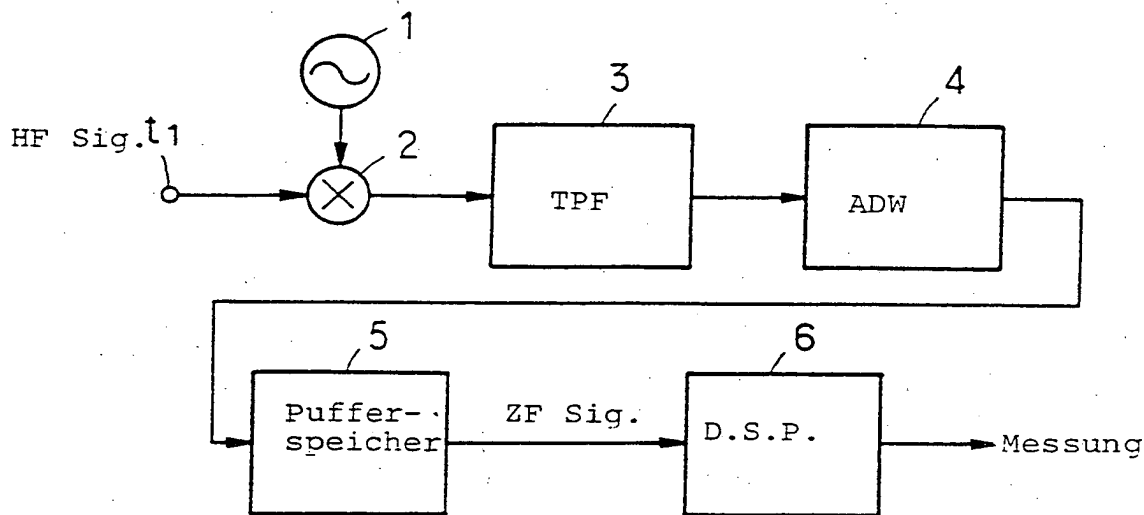


FIG. 2

